

HI FI Audio.Video

1'84

POSTĘPY W ELEKTRONICE POWSZECHNEGO UŻYTKU

WYDAWNICTWO NOT SIGMA

ISSN 0137-6802

Wszystko
o dyskofonie

Konwerter
FM CCIR/OIRT

Test OTVC
»Colorett«
»Videoton«

Minirecenzje płyt
gramofonowych

Komputer domowy
do samodzielnej
budowy



Warszawskie
Zakłady Telewizyjne
przedstawiają
nowy odbiornik
telewizji kolorowej
HELIOS TC500,
skonstruowany
z mniejszej
niż poprzednie modele
liczby elementów,
pobierający
mniej energii
i dzięki temu
bardziej
niezawodny



GŁÓWNE ZALETY odbiornika **HELIOS TC500**

- nowoczesny kineskop PIL-S4 z cewkami semitoroidalnymi, energooszczędny i nie wymagający układów korekcji N-S, o lepszej luminancji i kontraście
- dekodery SECAM na układach scalonych średniej skali integracji typu MCA640, MCA650, MCA660
- wzmacniacze wizyjne z obciążeniem aktywnym, o mniejszym poborze mocy, lepszym chłodzeniu oraz wyróżniającej się odpornością na zakłócenia z zasilacza
- zasilacz o dużej sprawności i małej liczbie elementów
- tranzystorowy układ odchylania poziomego, konkurencyjny do tyrystorowego ze względu na mniejszy pobór mocy oraz poziom zakłóceń radioelektrycznych
- konstrukcja blokowo-modułowa ułatwiająca serwis.

EO/191/K/84

	Jowisz 5604 A56-615X (P.JL-TT-110"-22")	Helios TC500 A56-701X (P.JL-S4-110"-SF22")
Typ kineskopu		
Moc pobierana Jk=1 mA, max fonii	160...180 W	110 W
Liczba elementów elektr. (bez głowicy)	913	726
w tym: układy scalone	12	13
tranzystory	53	39
tyrystory	2	-
diody	97	58

SPIS TREŚCI

	W SKRÓCIE	2
	PRZEMYSŁ	11,22,31,32, okt. III
	SYSTEMY, UKŁADY	
	Pętla synchronizacji fazy	5
	Przetworniki analogowo-cyfrowe	
	w sprzęcie powszechnego użytku	10
	NOWA TECHNIKA	
	Cyfrowy nośnik sygnału fonicznego	
	z odczytem laserowym	12
	MINIRECENZJE	16
	MIERNICTWO	
	Automatyczny miernik zniekształceń	
	nieliniarnych typu PMZ11	20
	Oscyloskop z pamięcią typu KR7401	20
	AV-HOBBY	
	Konwerter UKF	21
	TECHNIKA CYFROWA DLA WSZYSTKICH	
	Mikrokomputer COBRA 1	23
	WARSZTAT ELEKTRONIKA	
	Naprawa bloku zasilania	26
	TEST	
	Colorett 3006,	
	Videoton TS4315 SP Colour	30
	MIKROŚLOWNIK	32
	NOWE KSIĄŻKI	okt. III
Ilustracja na okładce – Dyskofon Compact Disc f-my Philips		

OD REDAKCJI

Oddajemy do rąk Czytelników pierwszy numer nowego czasopisma „Audio-Video”.

Zadaniem „AV” jest regularne dostarczanie informacji o postępie, jaki zachodzi w świecie w obu reprezentowanych w tytule dziedzinach. Systematyczna lektura naszego pisma powinna dać Czytelnikowi pełny obraz techniki hi-fi oraz techniki odbioru i rejestracji sygnału wizyjnego. Technikę „video” rozumiemy bardzo szeroko, zaliczając do niej wszelkiego rodzaju zastosowania, w których ekran odbiornika telewizyjnego jest wykorzystywany do prezentacji sygnałów. Interesować nas będą również urządzenia, w których występuje współdziałanie techniki komputerowej z techniką wizyjną, o ile są one przeznaczone do powszechnego użytku. Stosunkowo dużo miejsca na naszych łamach będziemy poświęcać technice cyfrowej. Stosowana jest ona coraz śmielej i z coraz lepszym skutkiem w sprzęcie domowym, wzbogaca go w nowe funkcje i przyczynia się do zwiększenia komfortu jego obsługi. Takie założenie pozwoli przybliżyć Czytelnikom problematykę komputerową. W ten sposób chcemy – współdziałając z innymi czasopismami elektronicznymi – przyczynić się do zmniejszenia dystansu, jaki dzieli nas od innych krajów, gdzie komputeryzacja życia codziennego staje się coraz powszechniejsza.

Wobec braku na rynku komputera domowego po przystępnej cenie postanowiliśmy, poprzez cykl artykułów instruktażowych o konstrukcji i programowaniu takiego urządzenia, ułatwić wszystkim chętnym zbudowanie go własnymi siłami.

Pismo nasze adresowane jest, w pierwszym rzędzie, do tych, którzy mają podstawowe wiadomości z zakresu elektroniki. Jednak również aktywni użytkownicy sprzętu elektronicznego znajdą w nim interesujące informacje, podane w przystępnej formie. Złożą się na nie krótkie wiadomości o rozwoju techniki „audio-video” w świecie oraz wyniki testów, jakim będą poddane urządzenia elektroniczne sprzedawane na naszym rynku.

Nie tylko elektroników zainteresuje na pewno specjalny dział minirecenzji ze wszystkich płyt stereofonicznych produkowanych przez krajowy przemysł fonograficzny.

Dla hobbystów przewidziany jest w każdym numerze opis urządzenia lub układu do samodzielnego montażu oraz wskazówki praktyczne, oparte na doświadczeniach autorów, dotyczące naprawy i konserwacji sprzętu „audio-video”.

Trzy działy będą poświęcone wyjaśnieniom podstaw techniki elektronicznej z zakresu „audio-video”. Dział „Systemy, układy”, przeznaczony dla zaawansowanych technicznie Czytelników, ma za zadanie omawiać rozwiązania układowe i koncepcje nowatorskie wprowadzane do elektronicznego sprzętu powszechnego użytku; dział „Nowa technika” poświęcony jest zasadom działania nowych wyrobów, zarówno zagranicznych jak i krajowych. Natomiast dział „Elektronika przystępnie” obejmie cykle wykładów, z wybranego zakresu, zapoznających Czytelnika z nową wiedzą – od podstaw aż do poziomu umożliwiającego zrozumienie wszystkich artykułów zamieszczonych w „AV”.

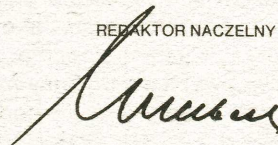
Przegląd pierwszego numeru „Audio-Video” pozwoli na lepszą, aniżeli może to uczynić opis, prezentację naszych zamierzeń. Wszystkie działy mają charakter rubryk stałych. Do stałej współpracy zaprosiliśmy autorów z trzech środowisk: Gdańska, Warszawy i Wrocławia. Pragniemy współpracować również z innymi ośrodkami lub poszczególnymi specjalistami.

Inicjatywa wydawania czasopisma „Audio-Video” zrodziła się jako reakcja na wyczuwane zapotrzebowanie społeczne, które potwierdzają liczne wypowiedzi w korespondencji nadsyłanej m.in. do redakcji „Radioelektronika”. Czy odczytaliśmy je prawidłowo? Na to pytanie mogą odpowiedzieć tylko sami Czytelnicy.

Czasopismo „Audio-Video” ma w 1984 r. charakter sondażowy i dlatego ukazuje się jako kwartalnik, w postaci suplementu do „Radioelektronika”. Sądzymy, że w Polsce jest miejsce dla dwóch czasopism elektronicznych przeznaczonych dla szerokiego grona odbiorców.

Życząc naszym Czytelnikom, w imieniu Zespołu Redakcyjnego, przyjemnej lektury proszę uprzejmie o nadsyłanie uwag, opinii i propozycji dotyczących czasopisma oraz o potwierdzenie słuszności naszej inicjatywy.

REDAKTOR NACZELNY



■ **Dzięki nowej technologii wytwarzania warstwy magnetycznej** za pomocą naparowania metalu taśmy magnetyczne staną się cieńsze a jednocześnie powiększy się głębokość zapisu. Nowa technologia polega na wytwarzaniu w próżni par niklu i kobaltu oraz osadzaniu ich na podłożu nośnym. Pozwala to zrezygnować z materiału wiążącego. Grubość warstwy nośnej nowej taśmy wyniesie 9,5 μm (obecnie 13...21 μm). Grubość warstwy magnetycznej wynosi tylko 0,1 μm . Warstwa magnetyczna utworzona przez naparowanie jest podatna w 100% na namagnesowanie (przy dotychczasowej technologii w 30%). Nowy typ taśmy o nazwie „Agrom” wynaleziony przez japońską firmę Matsushita ma być również produkowany na licencji przez firmy BASF (RFN) i 3M (USA). W pierwszej kolejności nowa technologia będzie stosowana do taśm video.

■ **W biurach konstrukcyjnych szeregu firm** pracuje się nad technicznym wykorzystaniem do przesyłania informacji dodatkowej typu „Teletext” 4 linii w okresie wygaszania pionowego, zamiast jak dotychczas 2. Nowy system 4-liniowy ma być kompatybilny z dotychczasowym i nie będzie wymagać nowego dekodera. Dzięki uzyskaniu większej pojemności przesyłania informacji maksymalny czas oczekiwania na właściwą stronę telegazety zmniejszy się dwukrotnie lub też będzie można powiększyć liczbę stron. Przeprowadzona w RFN ankieta wykazała, że 92% posiadaczy telewizorów z wbudowanym dekodern teletextu nie chciałoby w przyszłości zrezygnować z korzyści, jakie daje ta służba telekomunikacyjna.

■ **Niezależnie od koncepcji cyfrowego przetwarzania sygnału telewizyjnego** powstają u producentów układów scalonych idee udoskonalenia konwencjonalnego schematu przez zastosowanie układów scalonych o coraz to większej skali integracji. W firmie Valvo opracowano dwa nowe układy scalone TDA4501 i TDA3565, które stanowią podstawę do budowy pięciu typów odbiorników telewizji kolorowej. Obydwa układy zajmują łącznie płytkę krzemu o powierzchni 20 mm^2 i razem z 90 zewnętrznymi podzespołami przetwarzają całkowicie sygnały na drodze od głowicy w.cz. do stopni końcowych. W układzie TDA4501 następuje wydzielenie sygnału wizyjnego oraz fonicznego zaś układ TDA3565 zawiera dekodery PAL oraz procesor sygnału wizyjnego. W 1984 roku Valvo zamierza zaprezentować pierwsze modele produkcyjne układów. Proces przygotowania obu układów traktowany jest jako etap wstępny do budowy tej części odbiornika w postaci jednego układu scalonego.

■ **Producent słuchawek z odbiorem na podczerwieni**, firma Sennheiser, skonstruowała we współpracy z firmą Klein i Hummel kolumny aktywne, które pracują bez połączenia przewodowego dla sygnału m.cz. oraz bez zasilania sieciowego. Są one przeznaczone głównie do nagłośniania budynków zabytkowych, gdzie przeprowadzenie instalacji łączy się z dużymi kosztami. Zasada bezprzewodowych kolumn polega na zastosowaniu w ich obudowie wzmacniaczy, zasilanych z akumulatorów małogabarytowych, sterowanych sygnałami pochodzącymi z detektora odbiornika fal elektromagnetycznych lub podczerwonych. Jako nadajnik umieszczony w końcowym stopniu centralnego przedwzmacniacza służy jeden z trzech typowych dla tej firmy nadajników modulowanego promieniowania radiowego lub podczerwonego.

■ **W miarę wzrostu liczby abonentów służb wideotekstowych** w poszczególnych krajach powstaje problem możliwości korzystania z banku danych krajów sąsiednich. Technicznie sprawa połączenia się z bankiem informacji należącym do

innej administracji pocztowej nie jest bardziej skomplikowana niż realizacja połączeń telefonicznych, jednakże przy korzystaniu z informacji wideotekstowych powstają nowe zagadnienia prawne i ekonomiczne związane z wielkością opłat za poszczególne rodzaje wiadomości, wysokością taryf celnych itp. RFN, W. Brytania i Holandia postanowiły połączyć próbnie swe sieci wideotekstowe w 1984 roku i w ten sposób zebrać doświadczenia do ewentualnego stworzenia w 1985 roku wspólnego systemu dla wszystkich krajów chętnych do uczestnictwa.

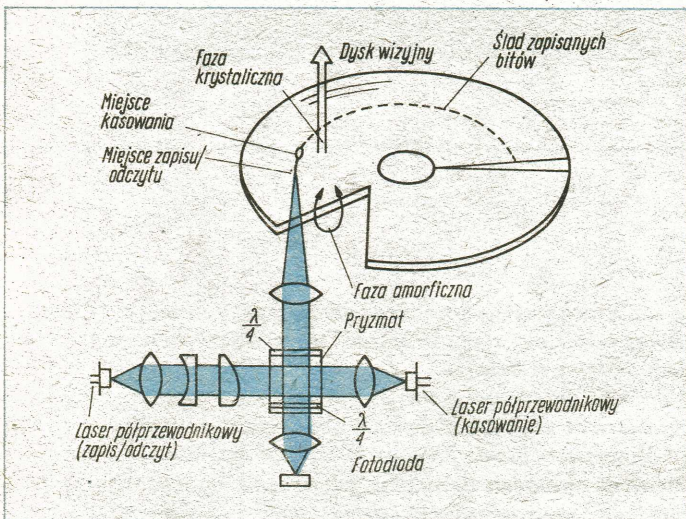
■ **Wykorzystanie satelitów bywa czasem zaskakujące.** W ramach programu Landsat w USA stwierdzono, że na podstawie zdjęć satelitarnych tego samego obszaru lasu, wykonanych w pewnych odstępach czasu, można określić miejsca, w których należy przeprowadzić wyręb. Analiza i porównanie kolejnych zdjęć przez komputer umożliwia natychmiastowe oznaczenie obszarów korzystnego pozyskania drewna. Natomiast nie potwierdza się hipoteza, iż można za pośrednictwem satelitów znaleźć pokłady ropy naftowej. Niemniej zaufanie do techniki satelitarnej jest tak wielkie, że znane francuskie przedsiębiorstwo naftowe „Elf” dało się nabrać szwajcarsko-panamskiej firmie i zakupiło rzekomy patent na „satelitarną różdżkę” za sumę ponad 100 mln dol. Innym, interesującym z kolei dla sprzętu hi-fi, produktem ubocznym techniki satelitarnej jest ferrofluid, ciecz oleista zawierająca drobiny tlenku żelaza. Cieczy tej używa się obecnie do wypełnienia szczeliny magnetycznej w głośnikach dużej mocy, dzięki czemu uzyskuje się poprawę charakterystyki przenoszenia pasma jak również szybkie odprowadzenie ciepła. Pomysł wykonania ferrofluidu powstał przy poszukiwaniu sposobu wymuszenia przepływu paliwa w pożądanym kierunku w warunkach nieważkości. Zadanie to udało się rozwiązać dzięki opracowaniu i zastosowaniu ferrofluidu oraz wytworzeniu odpowiedniego pola magnetycznego wymuszającego przepływ paliwa zmieszanego z drobinami tlenku żelaza do komory spalinyowej.

■ **Telewizja bułgarska** rozpoczęła przez nadajnik telewizyjny w Sofii próbne nadawanie informacji w systemie teletextu. Serwis ten, który otrzymał nazwę Bultext, pracuje w oparciu o komputer typu ES1010 produkcji węgierskich zakładów Videoton. Właściwości techniczne Bultextu odpowiadają prawie dokładnie angielskiemu systemowi Teletext.

■ **Stawni kiedyś z zegarków Szwajcarzy** nadrabiają opóźnienie w przedstawieniu swej produkcji na zegarki elektroniczne. Najnowszym ich przebojem jest zegarek, który można sterować głosem. Układ pamięci o pojemności zaledwie 1500 bitów „rozpoznaje” mówione liczby od 0 do 9 oraz pięć określonych rozkazów. Oczywiście jest posłuszny tylko głosowi swego pana: „his master's voice”. Na przykład wydanie rozkazu „Budzik”, po którym podaje się cztery cyfry 0, 6, 0, 0 programuje wyzwolenie tonu brzęczyka na godzinę szóstą rano. Współczynnik rozpoznania słów przekracza 95%. Struktura krzemowa o powierzchni 40 mm^2 zużywa zaledwie 200 μW przy napięciu 3 V. Do układu przyłutowany jest miniaturowy mikrofon elektretowy. System zawiera analogowy preprocesor. Sygnał akustyczny po wzmocnieniu jest analizowany przez preprocesor w pasmie 200...4500 Hz i rozdzielony za pomocą filtrów pasmowych na siedem kanałów. Po wyprostowaniu sygnału w każdym kanale średnia wartość napięcia jest zakodowana cyfrowo. Próbkowanie sygnału fonicznego następuje co 10 ms, co daje szybkość przesyłania równą 700 bitów/s. W ten sposób otrzymany sygnał porównywany jest z sonogramem uprzednio zapisanych w pamięci

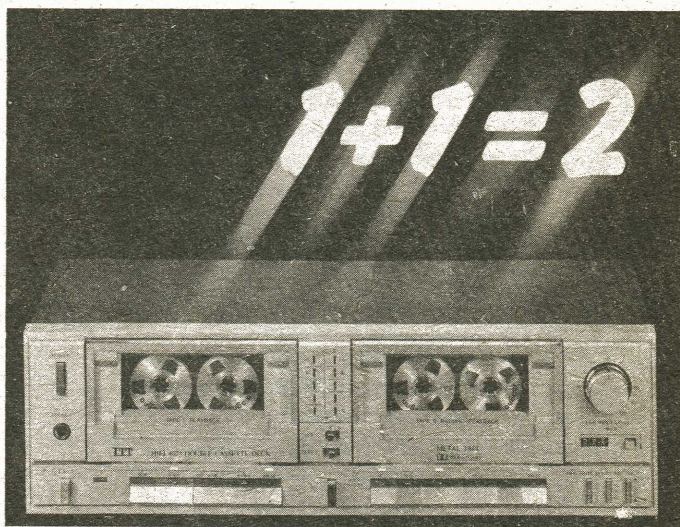
rozkazów i liczb. Przy częstotliwości taktowania 32 kHz korelację otrzymuje się w ciągu 100 ms. Ponieważ cena układu, ze względu na małą powierzchnię i mały zasób słów będzie prawdopodobnie niska, należy się spodziewać, że układ ten znajdzie szerokie zastosowanie do zdalnego sterowania sprzętem elektronicznym powszechnego użytku.

■ **Obok magnetowidu pojawiły się szanse na wielokrotny zapis obrazu** przez użytkownika na nośniku płytowym. Japoński superkoncern elektroniczny Matsushita zademonstrował model dyskowidu laserowego z dyskiem pamięciowym o strukturze zmieniającej się pod wpływem promieniowania laserowego. Dysk optyczny o średnicy 20 cm ma pojemność rzędu 1 G bajta, co odpowiada tysiącokrotnej pojemności dysku elastycznego (Floppy-Disc) o średnicy 8 cali. Zapis i kasowanie może być przeprowadzone miliony razy bez wpływu na jakość. Jako materiału na wykonanie warstwy pamięciowej dysku użyto tlenku teluru z wtrąceniami metalicznymi takimi jak: german, ind i ołów. Struktura warstwy czynnej zmienia się pod wpływem promieniowania laserowego przechodząc z fazy krystalicznej w amorficzną i odwrotnie. W czasie zapisywania promień laserowy zmienia powierzchnię warstwy krystalicznej, charakteryzującą się dużym współczynnikiem odbicia światła na warstwę amorficzną, pochłaniającą światło laserowe. Podczas kasowania zapisu następuje odwrotny proces. Warstwa czynna pokryta jest, podobnie jak w dyskofonie CD, przezroczystym materiałem ochronnym, co czyni dysk mało wrażliwym na dotyk i zabrudzenie. Odczytywanie i zapisywanie jak również usuwanie zapisu odbywa się przy wykorzystaniu promieniowania lasera półprzewodnikowego (jak w systemie CD). Do zapisywania i odczytywania użyto promienia o długości fali $\lambda = 0,83 \mu\text{m}$ zaś do kasowania zapisu $\lambda = 0,78 \mu\text{m}$. Wspólny układ optyczny dla obu laserów umożliwia niemal jednoczesne przeprowadzenie obu procesów podobnie jak to ma miejsce przy zapisywaniu na nagranej taśmie magnetycznej w magnetofonie (fot. niżej).

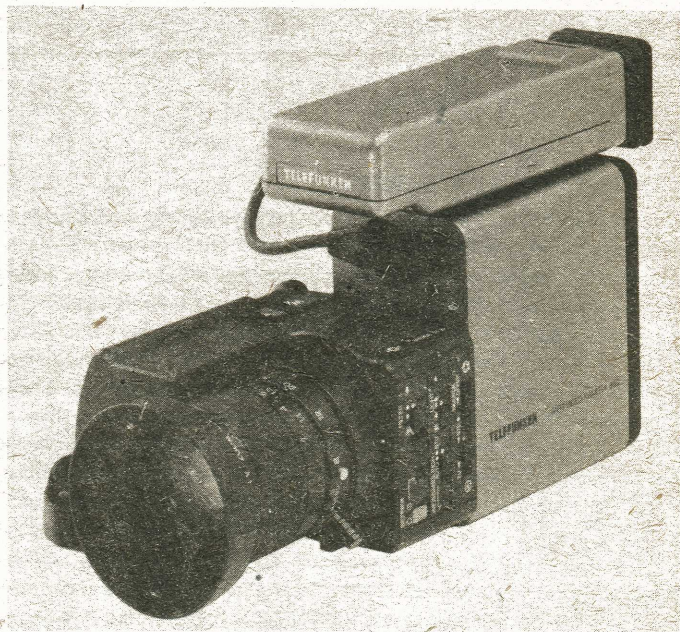


■ **Magnetofon z dwoma mechanizmami** staje się coraz częstszym segmentem zestawu hi-fi. Dzięki temu przegranie zapisu z jednej taśmy na drugą nie następuje żadnych kłopotów. W modelu 4022 firmy ITT (fot. niżej) zapis na nowej taśmie przegrywanych tytułów odbywa się automatycznie w wybranej przez użytkownika, zaprogramowanej kolejności. Mikroprocesorowy układ sterowania nazywa się CPSS – Cassette Program Search System. Jeden mechanizm służy tylko do odtwarzania, drugi do nagrywania i odtwarzania. Wszystkie przyciski są wspomagane serwowym mechanizmem. Magnetofon cechują bardzo dobre właściwości: stosunek sygnału do szumu (z Dolby) – 65 dB; tłumienie przesłuchu między kanałami stereo – 45 dB; stopień kasowania – 70 dB; nierównomierność przesuwu taśmy – $\pm 0,1\%$. W dwukaseto-

wych magnetofonach jeszcze wyższej klasy stosuje się układy kopiowania przyspieszonego oraz automatyczne przełączanie z jednej taśmy na drugą po wyczerpaniu programu



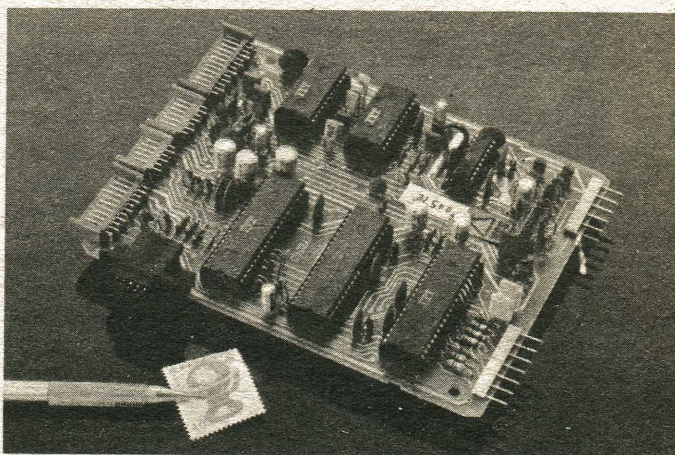
■ **Poszukiwania lekkiej kamery magnetowidowej** doprowadziły do skonstruowania nowego typu sprzętu przenośnego o nazwie VHS-C (Compact). Kamera tego typu waży tylko 1250 g i może być używana dzięki zastosowaniu czułej lampy analizującej typu Saticon nawet w warunkach złego oświetlenia (10 lx). Kamera współpracuje z minimagnetowidem o ciężarze 2,4 kg (łącznie z akumulatorkiem), zapewniając 30-minutowe nagranie na specjalnej minikasetce. Czas nagrania odpowiada długości wyświetlania 9 filmów Super-8. Minikasetę można odtwarzać w konwencjonalnych magnetowidach VHS dzięki specjalnie skonstruowanemu adapterowi mechanicznemu, do którego wkłada się minikasetę przed wstawieniem jej do magnetowidu. Fotografia przedstawia wideokamerę VHS-C firmy Telefunken.



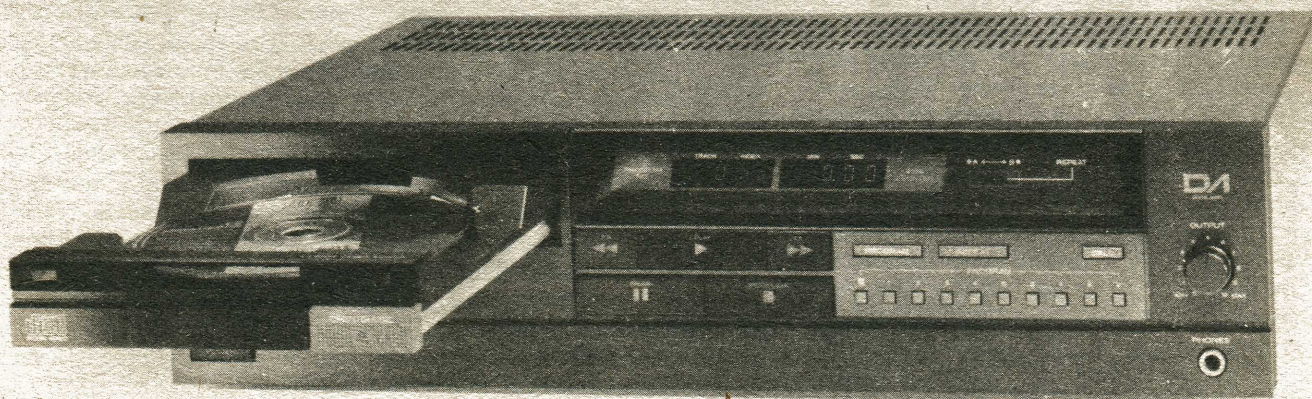
■ **Pierwszy telewizyjny odbiornik cyfrowy**, Digivision, produkt firmy ITT, który pokazał się na rynku w końcu 1983 r. ma ponad 300 elementów mniej niż odbiornik analogowy najnowszej daty o tym samym zakresie funkcjonalnym. Jakkolwiek cyfryzacja obejmuje tylko część odbiornika, a mianowicie układy przetwarzające sygnał wizyjny, sygnał foniczny i

sygnał synchronizacji, to jednak umożliwiła znaczne podwyższenie jego jakości: przetwarzany sygnał jest odporny na zakłócenia zewnętrzne; optymalna jakość obrazu i dźwięku, zaprogramowana w pamięci odbiornika w czasie procesu produkcyjnego nie ulega zmianie w trakcie starzenia się elementów z kineskopem włącznie; przystosowanie odbiornika do odbioru teletextu nie wymaga specjalnego dekodera a jedynie uzupełnienia programu w jego pamięci. Na fotografii pokazano główne chassis odbiornika Digivision, sfotografowane razem ze znaczkiem pocztowym. Dzięki zastosowaniu sześciu układów scalonych o bardzo wielkiej skali integracji w miejsce 300. zbędnych podzespołów nastąpiło zmniejszenie wymiarów chassis, zmniejszenie poboru mocy i wydłużenie średniego czasu bezawaryjnej pracy.

■ **Jakkolwiek wszyscy producenci dyskofonów** przyjęli jako zunifikowany system odczytu laserowego typu Compact Disc (CD), to jednak konstrukcje poszczególnych firm różnią się między sobą. Jedna z firm (Hitachi) przystosowała wymiary swojego dyskofonu do zestawu Slim-Line, umieszczając me-



chanizm odtwarzający w wysuwającej się samoczynnie szufladzie po przyciśnięciu klawisza EJECT. (fot. niżej).



Telewizor cyfrowy z pamięcią

Znaczną poprawę jakości obrazu telewizyjnego będzie można osiągnąć przez zastosowanie zaawansowanego przetwarzania cyfrowego sygnałów wizyjnych w odbiorniku. Wymaga to skonstruowania pamięci, w której można by „zmagazynować” informację o całym jednym obrazie tv. Prototyp takiego mikroukładu poddawany jest próbom w laboratoriach Philipsa w Holandii.

Przy użyciu pamięci obrazu możliwe staje się zwiększenie częstotliwości, np. z 50 do 100 pól (półobrazów) na sekundę. Tą drogą ogranicza się migotanie jasności i migotanie międzyliniowe. Inne korzyści to: ograniczenie szumów i śnieżenia oraz mniejsze zafałszowania kolorów dzięki lepszej separacji informacji dotyczących luminancji i koloru. Proponowana przez Philipsa koncepcja przetwarzania cyfrowego rozszerza też możliwości funkcjonalne odbiornika: pozwala np. na zatrzymywanie na ekranie dowolnego kadru z odbieranego programu i dokonywanie zbliżeń (zoom) fragmentów zatrzymanego obrazu. Przy korzystaniu z gazety telewizyjnej dzięki pamięci skraca się czas oczekiwania na żadaną stronę teletextu. Możliwa jest szybsza resynchronizacja odbiornika z zewnętrznymi źródłami sygnału. Wszystkie te ulepszenia są osiągalne bez jakichkolwiek zmian w urządzeniach nadawczych czy przekaźnikowych, bez naruszania obecnego standardu tv, który ustalono 35 lat temu, godząc wymagania jakości obrazu z ówczesnymi możliwościami technicznymi i ekonomicznymi.

W przyjętym przez Philipsa rozwiązaniu cyfrowa informacja o pojedynczym punkcie ekranu (pixelu) składa się z 7 bitów. Informacja o całym jednym polu może być zmagazynowana przy użyciu siedmiu chipów pamięci. Każda struktura krzemowa o powierzchni $7,4 \times 4,7 \text{ mm}^2$ jest zdolna do przechowywania de facto 308 linii po 1024 bity każda, co oznacza pojemność pamięci 308 kbit. Mikroukład jest wytwarzany w procesie $2 \mu\text{m}$ N-MOS. Pamięć ta różni się od klasycznych układów pamięci RAM do komputerów (pamięci o natychmiastowym dostępie): jest od niej mniej skomplikowana i tańsza w wykonaniu. To uproszczenie wynika z faktu, że w odróżnieniu od pamięci RAM, pamięć „wizyjna” przechowuje informacje, które napływają w pewnym porządku i w tym samym porządku, w tej samej kolejności, mają się pojawić na wyjściu. Zastosowano strukturę CCD (charge coupled device – element ze sprzężeniem ładunkowym). Informacje przechowywane w postaci pakietów ładunków w długim „obwodzie parkingowym” są przesuwane od wejścia ku wyjściu przez cyklicznie zmieniające się napięcia. Ów transfer jest tak pomyślany, że informacja osiąga wyjście mikroukładu dokładnie w pożądanym momencie. Tam może być odczytana lub jeszcze raz skierowana na wejście pamięci. Informacja dotycząca jednego pola, która normalnie przychodzi od odbiornika przez 20 ms, może być, dzięki temu, że jest magazynowana w pamięci, odczytana dwukrotnie, co 10 ms. Tą drogą można podwoić częstotliwość pól na ekranie.

Wg „News from Philips”

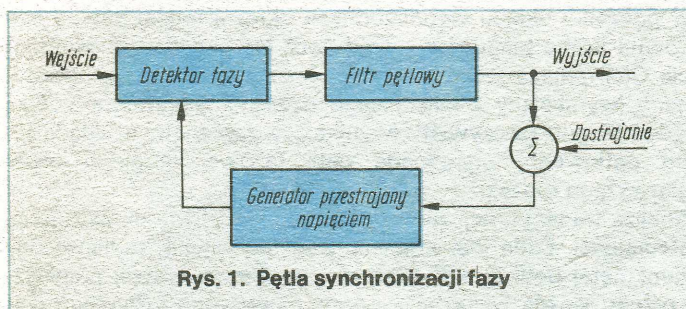
Z.P.

Teoria w miarę przystępnie objaśniona

BYWAJĄ POMYSŁY PROSTE I GENIALNE. DO NICH ZALICZA SIĘ UKŁAD PLL. JEST ON CORAZ SZERZEJ STOSOWANY W ELEKTRONICE POWSZECHNEGO UŻYTKU, LECZ JEGO NATURA NIE ZAWSZE JEST W PEŁNI ROZUMIANA. KTO STRONI OD TEORII, BĘDZIE MÓGŁ POZNAĆ WŁAŚCIWOŚCI UKŁADU NA PODSTAWIE ZASTOSOWAŃ PRAKTYCZNYCH W NASTĘPNYM NUMERZE.

■ Synchronizm polega na zbieżności w czasie dwu lub więcej zjawisk, procesów, czynności itp. W odniesieniu do procesów okresowych synchronizm oznacza równość ich częstotliwości lub wielokrotności (podwielokrotności) częstotliwości oraz ustalone związki między fazami początkowymi. Po osiągnięciu synchronizmu różne wzajemnie powiązane obiekty pracują – niezależnie od ich natury – we wspólnym rytmie. Zjawisko synchronizmu, odzwierciedlające ogólną tendencję obiektów materialnych do samoorganizacji, wykorzystuje się szeroko nie tylko w mechanice, telekomunikacji, elektronice, radionawigacji, energetyce, ale także w biofizyce, fizjologii i ekonomice. W telekomunikacji zjawisko synchronizmu wykorzystuje się do demodulacji, zwłaszcza sygnałów zmodulowanych fazowo lub częstotliwościowo, w syntezerach częstotliwości, w układach odchylania odbiorników telewizyjnych, do pomiaru parametrów orbit sztucznych satelitów Ziemi (systemy dopplerowskie), w sieciach radiodifuzyjnych, w radiowej służbie czasu i in. Jako ciekawostkę z obszaru biofizycznych zastosowań synchronizmu można podać zjawisko synchronizacji mięśni tancerzy w czasie tańca przy rytmicznych dźwiękach orkiestry.

Układem umożliwiającym synchronizację dwóch sygnałów elektrycznych jest pętla synchronizacji fazy (ang. PLL – Phase-Locked Loop), zwana krótko pętlą fazową. Pętla fazowa składa się z trzech podstawowych elementów (rys. 1): de-



Rys. 1. Pętla synchronizacji fazy

tektora fazy, filtru pętlowego i generatora przestrajanego napięciem (ang. VCO – Voltage Controlled Oscillator). Pętla fazowa jest układem automatycznej regulacji, w którym sygnał lokalnego generatora (przestrajanego napięciem) śledzi fazę sygnału wejściowego. Brak zgodności faz tych sygnałów powoduje pojawienie się w obwodzie sygnału błędu, który zmienia częstotliwość i fazę lokalnego generatora tak, aby przywrócić synchronizm.

Wraz z napięciem błędu można do generatora przestrajanego doprowadzić dodatkowe napięcie, umożliwiające dostrojenie pętli do częstotliwości środkowej sygnału wejściowego.

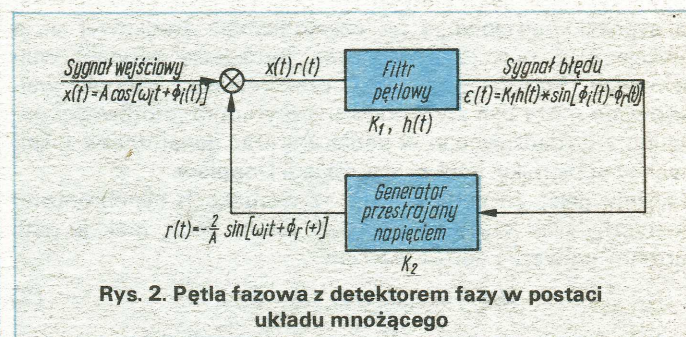
Układy synchronizacji fazy opisuje się nieliniowymi równaniami różniczkowymi lub różniczkowo-całkowymi. Analiza pracy tych układów w ogólnym ujęciu jest bardzo trudna. Nic więc dziwnego, że literatura dotycząca układów synchronizacji fazy obejmuje setki książek i tysiące artykułów [1, 2, 3, 4, 5].

Pętla synchronizacji fazy

W dalszym ciągu przedstawimy możliwie przystępny opis działania pętli synchronizacji fazy. Praktyczne zastosowania odkładamy do następnego numeru.

Równanie pętli fazowej

Elementem decydującym o sposobie pracy pętli fazowej jest detektor fazy. Wybierzmy jako detektor fazy układ mnożący i



Rys. 2. Pętla fazowa z detektorem fazy w postaci układu mnożącego

pomiędzy regulację dostrojenia. Analizowana pętla przybiera wówczas postać pokazaną na rys. 2. Założmy, że na wejście pętli działa sygnał

$$x(t) = A \cos [\omega_i t + \Phi_i(t)], \quad (1)$$

przy czym: A jest amplitudą sygnału wejściowego, ω_i – jego środkową częstotliwością, a funkcja $\Phi_i(t)$ opisuje modulację fazy (analogową lub cyfrową) tego sygnału. Założmy dalej, że sygnał wyjściowy lokalnego generatora ma postać

$$r(t) = -\frac{2}{A} \sin [\omega_i t + \Phi_r(t)], \quad (2)$$

w której funkcja $\Phi_r(t)$ opisuje modulację fazy tego generatora a amplitudę sygnału wybrano tylko ze względu na uproszczenie dalszego zapisu.

Iloczyn sygnału wejściowego i sygnału lokalnego generatora możemy zapisać następująco:

$$x(t)r(t) = -\sin [2\omega_i t + \Phi_i(t) + \Phi_r(t)] + \sin [\Phi_i(t) - \Phi_r(t)]. \quad (3)$$

Pierwszy składnik po prawej stronie wyrażenia (3) jest skutecznie odfiltrowany za pomocą odpowiedniego filtru. Na wejście filtru pętlowego działa więc tylko drugi składnik wyrażenia (3). Na wyjściu filtru pętlowego otrzymujemy sygnał błędny opisany zależnością

$$e(t) = K_1 h(t) * \sin \varphi(t), \quad (4)$$

w której: K_1 jest współczynnikiem wzmocnienia, a $h(t)$ – reakcją impulsową filtru pętlowego,

$$\varphi(t) = \Phi_i(t) - \Phi_r(t), \quad (5)$$

jest całkowitym błędem fazy, gwiazdka zaś oznacza operację splatania.

Sygnał błędny opisany wzorem (4) działa na wejście generato-

ra przestrajanego, powodując modulację częstotliwości generowanych drgań, przy czym dewiacja częstotliwości ($d\omega_r/dt$) jest wprost proporcjonalna do wartości sygnału błęd,

$$\frac{d\Phi_r(t)}{dt} = Kh(t) * \sin \varphi(t), \quad (6)$$

gdzie $K = K_1 \cdot K_2$, a K_2 jest nachyleniem charakterystyki modulacyjnej generatora [rad/V·s].

Równanie (6) jest nieliniowym równaniem różniczkowym wiążącym reakcję pętli $\Phi_r(t)$ z całkowitym błędem fazy $\varphi(t)$. Ogólne rozwiązanie tego równania nie jest znane, jeśli jednak ograniczyć całkowity błąd fazy $|\varphi(t)| < \pi/2$ to, można linearyzować równanie (6), a następnie określić niektóre ważne parametry pętli fazowej.

Zapiszmy fazę sygnału wejściowego w postaci

$$\Phi_i(t) = \Delta\omega_i t + \Phi'_i(t), \quad (7)$$

przy czym $\Delta\omega_i$ jest statycznym odchyleniem częstotliwości sygnału wejściowego od częstotliwości środkowej ω_i , a funkcja $\Phi'_i(t)$ opisuje dynamiczną modulację sygnału wejściowego. Statyczna odchyłka częstotliwości sygnału wejściowego może być spowodowana dryfem częstotliwości generatora wzbudzającego w nadajniku oraz generatorów lokalnych w odbiorniku, a także zjawiskiem Dopplera.

Założmy dalej, że pętla pracuje w warunkach synchronizmu (statyczny błąd częstotliwości jest równy zero), reakcję pętli możemy wówczas opisać wzorem:

$$\Phi_r(t) = \Delta\omega_i t + \Phi'_r(t) + \Phi_o, \quad (8)$$

w którym Φ_o jest stałym błędem fazy wynikającym ze statycznej odchyłki częstotliwości $\Delta\omega_i$, a funkcja $\Phi'_r(t)$ odpowiada dynamicznej reakcji pętli na modulację sygnału wejściowego. Podstawiając wyrażenia (7) i (8) do równania (6), otrzymamy nową postać równania opisującego pracę pętli fazowej

$$\Delta\omega_i + \frac{d\Phi'_r(t)}{dt} = Kh(t) * \sin[\varphi'(t) - \Phi_o], \quad (9)$$

przy czym $\varphi'(t) = \Phi'_i(t) - \Phi'_r(t)$ jest dynamicznym błędem fazy.

Jeśli dynamiczny błąd fazy jest mały $|\varphi'(t)| \ll 1$, to funkcję sinus po prawej stronie równania (9) można aproksymować następująco:

$$\sin[\varphi'(t) - \Phi_o] \approx \varphi'(t) \cos \Phi_o - \sin \Phi_o, \quad (10)$$

a samo równanie zastąpić następującymi dwoma równaniami

$$\Delta\omega_i = -Kh(t) * \sin \Phi_o, \quad (11)$$

$$\frac{d\Phi'_r(t)}{dt} = K \cos \Phi_o h(t) * [\Phi'_i(t) - \Phi'_r(t)], \quad (12)$$

z których pierwsze jest statycznym równaniem funkcjonalnym pętli, a drugie jest linearyzowanym dynamicznym równaniem procesu śledzenia.

Dokonajmy transformacji Laplace'a obu stron obu równań. Otrzymamy wówczas równania pętli w postaci operatorowej

$$\Delta\omega_i = -(K \sin \Phi_o) H(0), \quad (13)$$

$$s\Phi'_r(s) = (K \cos \Phi_o) H(s) [\Phi'_i(s) - \Phi'_r(s)], \quad (14)$$

przy czym $H(s)$ jest transmitancją operatorową filtra pętlowego. Zauważmy, że statyczne odchylenie częstotliwości powoduje zmniejszenie wzmocnienia pętlowego w stosunku $\cos \Phi_o$.

Praca pętli w zakresie liniowym

Wykorzystamy równanie wyprowadzone do określenia podstawowych parametrów pętli fazowej.

Zakres trzymania (synchronizacji). Załóżmy, że pętla znajduje się w synchronizmie i $\omega_i = \omega_{ro}$, przy czym ω_{ro} jest częstotliwością drgań swobodnych lokalnego generatora. Zmieniamy teraz wolno częstotliwość sygnału wejściowego ω_i . Częstotliwość lokalnego generatora ω_r początkowo podąża za takimi zmianami, przy pewnej wartości różnicy $\omega_i - \omega_{ro}$ następuje jednak przerwanie procesu śledzenia i zerwanie synchronizacji. Największą wartość modułu różnicy częstotliwości $|\omega_i - \omega_{ro}|$, która nie powoduje zerwania synchronizacji, nazywamy zakresem trzymania. Zakres trzymania można wyznaczyć z równania (13). Ponieważ moduł funkcji sinus jest nie większy od jedności, więc zakres trzymania określa wyrażenie

$$|\Delta\omega_i| = KH(0), \quad (15)$$

przy czym $H(0)$ jest współczynnikiem przenoszenia filtra pętlowego dla prądu stałego. Z wyrażenia (15) wynika, że zakres trzymania jest wprost proporcjonalny do wzmocnienia pętlowego.

Transmitancje otwartej i zamkniętej pętli są ważnymi parametrami umożliwiającymi m.in. określenie stabilności pętli. Przez transmitancję pętli rozumiemy stosunek operatorowej reakcji pętli $\Phi_r(s)$ do operatorowej funkcji $\Phi_i(s)$ opisującej modulację fazy sygnału wejściowego. Transmitancje pętli wyznaczmy przy założeniu braku statycznej odchyłki częstotliwości, tzn. przyjmijmy $\Delta\omega_i = 0$ i $\Phi_o = 0$. Przy tych założeniach z równania (14) otrzymujemy następujące wyrażenie na transmitancję zamkniętej pętli

$$\left. \frac{\Phi_r(s)}{\Phi_i(s)} \right|_z = H_p(s) = \frac{KH(s)}{s + KH(s)} = \frac{G(s)}{1 + G(s)}, \quad (16)$$

$$\text{przy czym} \quad G(s) = \left. \frac{\Phi_r(s)}{\Phi_i(s)} \right|_o = \frac{KH(s)}{s} \quad (17)$$

jest operatorową transmitancją otwartej pętli.

Liczba i położenie biegunów transmitancji otwartej pętli są kryteriami umożliwiającymi klasyfikację pętli: liczba biegunów w początku układu współrzędnych określa rodzaj pętli, a całkowita liczba biegunów – rząd pętli. Na przykład transmitancja $G(s)$ mająca jeden biegun w początku układu współrzędnych (wynikający z całkowitego działania generatora VCO) i jeden biegun rzeczywisty (wynikający z przyjętego układu filtra pętlowego) odpowiada pętli fazowej drugiego rzędu pierwszego rodzaju.

Analiza transmitancji zamkniętej pętli umożliwia określenie jej stabilności. Pętla jest stabilna, jeśli mianownik transmitancji zamkniętej pętli $[s + KH(s)]$ nie ma zer na prawej półpłaszczyźnie. Można wykazać, że pętle pierwszego i drugiego rzędu są absolutnie stabilne, pętle trzeciego i wyższych rzędów są natomiast warunkowo stabilne.

Zbadamy na przykładach wpływ transmitancji filtra pętlowego na właściwości pętli fazowej. Zaczniemy od przypadku braku filtra, tzn. przyjmijmy $H(s) = 1$. Transmitancja otwartej pętli przyjmuje wówczas postać

$$G(s) = \frac{K}{s}, \quad (18)$$

mamy więc do czynienia z pętlą pierwszego rzędu, pierwszego rodzaju (jeden biegun w początku układu współrzędnych). Transmitancja zamkniętej pętli wyraża się wzorem:

$$H_p(s) = \frac{K}{s + K}. \quad (19)$$

Zauważmy, że pasmo przenoszenia pętli jest wprost proporcjonalne do wzmocnienia pętlowego (porównaj rys. 4, krzywa dla $\tau_2/\tau_1 = 1$). Wzmocnienie pętlowe, jak to wynika z

równania (15), określa również zakres trzymania synchronizacji.

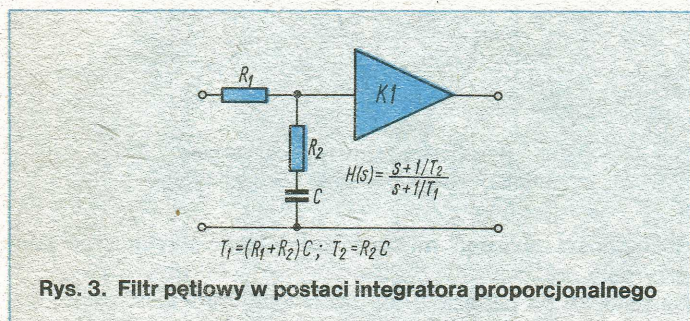
Jako drugi przykład rozważmy pętlę z filtrem o transmitancji $H(s) = 1 + 1/s\tau_2$. Transmitancja otwartej pętli wyraża się zależnością

$$G(s) = \frac{K}{\tau_2} \frac{s\tau_2 + 1}{s^2}, \quad (20)$$

a transmitancja zamkniętej pętli

$$H_p(s) = \frac{K(s\tau_2 + 1)}{s^2\tau_2 + K(s\tau_2 + 1)} \quad (21)$$

Mamy zatem do czynienia z pętlą drugiego rzędu, drugiego rodzaju. Zakres trzymania jest w tym przypadku nieogраниczony, co wynika z włączenia do pętli idealnego integratora ($1/s$). Pasma przenoszenia pętli jest określone przez wzmocnienie pętlowe i parametr τ_2 .



Rys. 3. Filtr pętlowy w postaci integratora proporcjonalnego

W praktyce filtr pętlowy ma na ogół postać integratora proporcjonalnego (rys. 3). Transmitancja tego filtru wyraża się wzorem:

$$H(s) = \frac{s + 1/\tau_2}{s + 1/\tau_1}, \quad (22)$$

przy czym:

$$\tau_1 = (R_1 + R_2)C, \quad \tau_2 = R_2C.$$

Zauważmy, że jeśli $\tau_2 < \tau_1$, to transmitancja integratora proporcjonalnego odpowiada w przybliżeniu transmitancji filtru pętlowego rozważanego w poprzednim przykładzie.

Po podstawieniu wyrażenia (22) do wzoru (17) otrzymujemy transmitancję otwartej pętli

$$G(s) = K \frac{s + 1/\tau_2}{s(s + 1/\tau_1)}. \quad (23)$$

Transmitancja $G(s)$ ma jeden biegun w początku układu współrzędnych i jeden biegun rzeczywisty. Mamy więc do czynienia z pętlą drugiego rzędu, pierwszego rodzaju. Transmitancja zamkniętej pętli wyraża się wzorem:

$$H_p(s) = \frac{K(s\tau_2 + 1)}{s^2\tau_2 + (K\tau_2 + \tau_2/\tau_1)s + K} \quad (24)$$

Zauważmy, że dla $\tau \rightarrow \infty$ wyrażenie (24) sprowadza się do postaci (21) opisującej transmitancję zamkniętej pętli z idealnym integratorem, dla $\tau_2/\tau_1 = 1$ wyrażenie (24) opisuje natomiast transmitancję pętli bez filtru.

Wprowadźmy oznaczenia:

$$\omega_n = \sqrt{K/\tau_2}; \quad \alpha = 1/\sqrt{K\tau_2}; \quad \xi = \frac{1}{2} \left(\sqrt{K\tau_2} + \frac{\tau_2}{\tau_1} \frac{1}{\sqrt{K\tau_2}} \right).$$

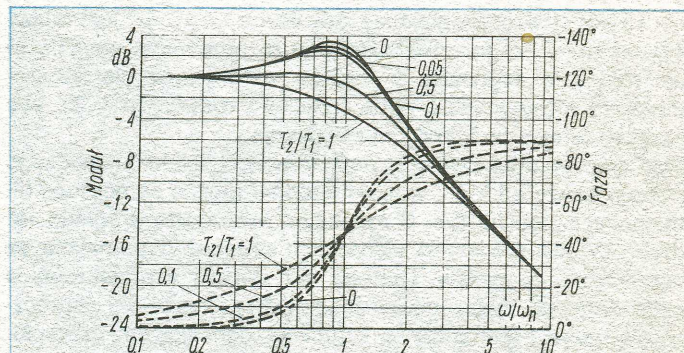
Transmitancję zamkniętej pętli z integratorem proporcjonalnym możemy teraz przedstawić w postaci unormowanej

$$H_p(s) = \frac{(s/\alpha\omega_n) + 1}{(s/\omega_n)^2 + 2\xi(s/\omega_n) + 1}. \quad (25)$$

W szczególnym przypadku, gdy $K\tau_2 = 1$, wyrażenie (25) przyjmuje postać

$$H_p(s) = \frac{(s/\omega_n) + 1}{(s/\omega_n)^2 + (1 + \tau_2/\tau_1)(s/\omega_n) + 1} \quad (26)$$

Wykres transmitancji opisanej zależnością (26) pokazano na rys. 4. Krzywa dla $\tau_2/\tau_1 = 1$ odpowiada transmitancji pętli bez filtru, krzywa dla $\tau_2/\tau_1 = 0$ natomiast – pętli z idealnym integratorem.



Rys. 4. Transmitancja zamkniętej pętli fazowej drugiego rzędu. Krzywe dla $\tau_2/\tau_1 = 0$ odpowiadają pętli drugiego rodzaju, $0 < \tau_2/\tau_1 < 1$ – pętla pierwszego rodzaju, $\tau_2/\tau_1 = 1$ – pętla pierwszego rzędu

Charakterystyka dynamiczna. Prawdopodobnie zaprojektowana pętla fazowa powinna nadążać za dynamicznymi zmianami fazy sygnału wejściowego. Parametrem charakteryzującym nadążanie pętli za tymi zmianami jest końcowy błąd fazowy, jaki ustali się w dostatecznie długim czasie po ustaniu zaburzenia, tzn. gdy $t \rightarrow \infty$. Dla układów liniowych obowiązuje następująca relacja

$$\varphi(\infty) = \lim_{t \rightarrow \infty} \varphi(t) = \lim_{s \rightarrow 0} s\varphi(s), \quad (27)$$

przy czym $\varphi(s)$ jest transformatą Laplace'a funkcji $\varphi(t)$. Po podstawieniu do wyrażenia (27) zależności (5) i uwzględnieniu definicji transmitancji zamkniętej pętli (16) otrzymujemy

$$\begin{aligned} \varphi(\infty) &= \lim_{s \rightarrow 0} s[\Phi_i(s) - \Phi_r(s)] = \\ &= \lim_{s \rightarrow 0} s\Phi_i(s)[1 - H_p(s)]. \end{aligned} \quad (28)$$

Końcowy błąd fazowy zależy od charakteru zmian fazy sygnału wejściowego $\Phi_i(t)$ i transmitancji zamkniętej pętli $H_p(s)$. Załóżmy, że zmiany fazy sygnału wejściowego można opisać wzorem

$$\Phi_i(t) = \Phi t^{n-1} 1(t), \quad (29)$$

przy czym $1(t)$ jest funkcją skoku jednostkowego, a Φ określa wartość skoku.

Dla $n = 1$ wyrażenie (29) opisuje skok fazy o wartości Φ , dla $n = 2$ – skok częstotliwości o wartości $\Phi/2\pi$, a dla $n = 3$ – liniową zmianę częstotliwości, co jest charakterystyczne dla odbioru sygnałów z obiektów poruszających się ruchem jednostajnie przyspieszonym (przyspieszenie dopplerowskie). Obliczymy transformację Laplace'a wyrażenia (29)

$$\Phi_i(s) = \Phi \frac{(n-1)!}{s^n} \quad (30)$$

i podstawimy ją do wzoru (28)

$$\varphi(\sim) = \lim_{s \rightarrow 0} \Phi \frac{(n-1)!}{s^{n-1}} [1 - H_p(s)]. \quad (31)$$

Analizując otrzymane wyrażenie stwierdzamy, że błąd końcowy jest równy zero, jeśli transmitancja otwartej pętli ma co najmniej n biegunów w początku układu współrzędnych, przybiera wartość skończoną, gdy liczba biegunów wynosi $n-1$ i jest nieskończenie duży, gdy liczba biegunów jest mniejsza niż $n-2$. Z przeprowadzonego rozumowania wynika, że do śledzenia sygnałów z liniowo zmieniającą się częstotliwością musimy mieć pętlę trzeciego rodzaju ($n=3$), aby uzyskać zerowy końcowy błąd śledzenia.

Błąd śledzenia za pomocą pętli drugiego rzędu, pierwszego rodzaju zależy od tego, w jakim stopniu można za pomocą filtru pokazanego na rys. 3 aproksymować pętlę drugiego rodzaju. W rzeczywistych warunkach procesy dynamiczne są ograniczone w czasie. Dlatego też dobrze zaprojektowana pętla drugiego rzędu, pierwszego rodzaju zapewnia skuteczne śledzenie i demodulację sygnałów doznających przyspieszenia doplerowskiego o ograniczonym czasie trwania.

PRACA PĘTLI W ZAKRESIE NIELINIOWYM

Liniowy model pętli fazowej, który rozważaliśmy dotychczas, nie potrafi wyjaśnić wszystkich zjawisk mających istotne znaczenie przy projektowaniu pętli. Na gruncie teorii liniowej nie można na przykład opisać procesu wchodzenia pętli w synchronizm. Nieliniowości obserwowane w pętli fazowej dzielimy na dwie grupy: (1) nieliniowości związane z rzeczywistymi charakterystykami elementów tworzących pętlę (tego typu nieliniowości występują w każdym układzie elektronicznym przy dostatecznie dużych amplitudach sygnałów) i (2) nieliniowość wynikająca z przyjętego schematu pętli, występująca nawet wówczas, gdy założymy wyidealizowane charakterystyki wszystkich elementów (opisane funkcjami liniowymi). Ta strukturalna nieliniowość wynika z rodzaju detektora fazy, którym jest układ mnożący.

Analiza nieliniowych równań różniczkowych jest bardzo kłopotliwa. Przedstawimy tu w zarysie graficzną metodę rozwiązywania tych równań, która, choć bardzo żmudna, pozwala na elegancką interpretację zjawisk występujących w obszarze nieliniowym. W tym celu zapiszemy równanie pętli w postaci

$$\dot{\varphi}(t) = -Kh(t) \sin \varphi(t) + \Delta\omega_i, \quad (32)$$

przy czym kropka oznacza pochodną względem czasu.

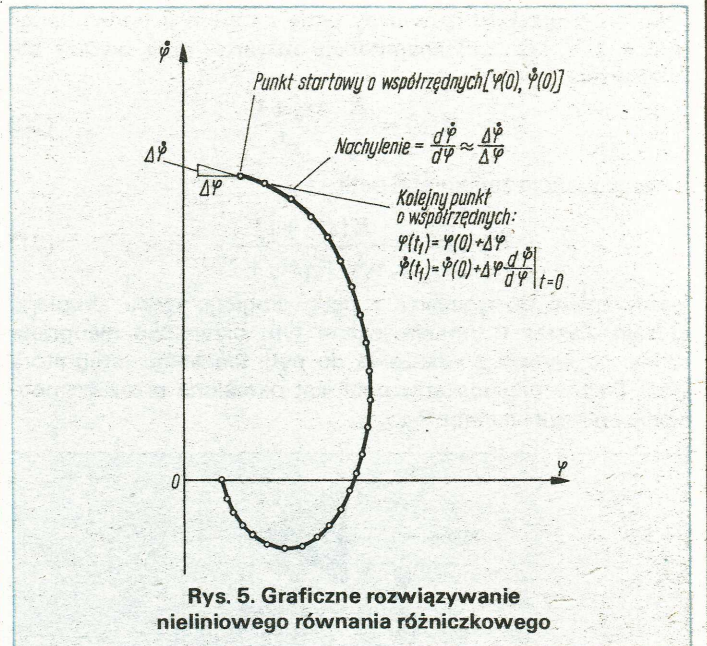
Na płaszczyźnie fazowej $\dot{\varphi}$, φ budujemy tzw. portret fazowy równania (rys. 5). W tym celu z warunku początkowego $\varphi(0)$ obliczamy wartość pochodnej $\dot{\varphi}$ dla $t=0$. Na płaszczyźnie fazowej (rys. 5) zaznaczamy punkt startowy o współrzędnych $[\varphi(0), \dot{\varphi}(0)]$. Następnie obliczamy nachylenie trajektorii (pochodną względem φ) w punkcie startowym ($t=0$)

$$\left. \frac{d\dot{\varphi}}{d\varphi} \right|_{t=0} \approx \left. \frac{\Delta\dot{\varphi}}{\Delta\varphi} \right|_{t=0} \quad (33)$$

i określamy współrzędne drugiego punktu trajektorii

$$\begin{aligned} \varphi(t_1) &= \varphi(0) + \Delta\varphi, \\ \dot{\varphi}(t_1) &= \dot{\varphi}(0) + \Delta\dot{\varphi} \left. \frac{d\dot{\varphi}}{d\varphi} \right|_{t=0}. \end{aligned} \quad (34)$$

Postępując analogicznie dla kolejnych punktów, wyznaczamy pełny portret fazowy. W celu uzyskania dostatecznie dużej



Rys. 5. Graficzne rozwiązywanie nieliniowego równania różniczkowego

dokładności obliczeń musimy oczywiście przyjmować małe przyrosty $\Delta\varphi$.

Na rysunku 6a pokazano portret fazowy pętli pierwszego rzędu, pierwszego rodzaju. Zależność błędu częstotliwościowego ($\dot{\varphi}$) od błędu fazowego (φ) ma w tym przypadku postać sinusoidy, której położenie zależy od początkowego rozstrojenia $\Delta\omega_i$. Jeśli $\Delta\omega_i/K < 1$, to sinusoida przecina oś w punktach:

$$\left. \begin{aligned} \varphi_k &= 2k\pi + \arcsin \frac{\Delta\omega_i}{K}, \\ \varphi'_k &= (2k-1)\pi - \arcsin \frac{\Delta\omega_i}{K}, \end{aligned} \right\} \quad (35)$$

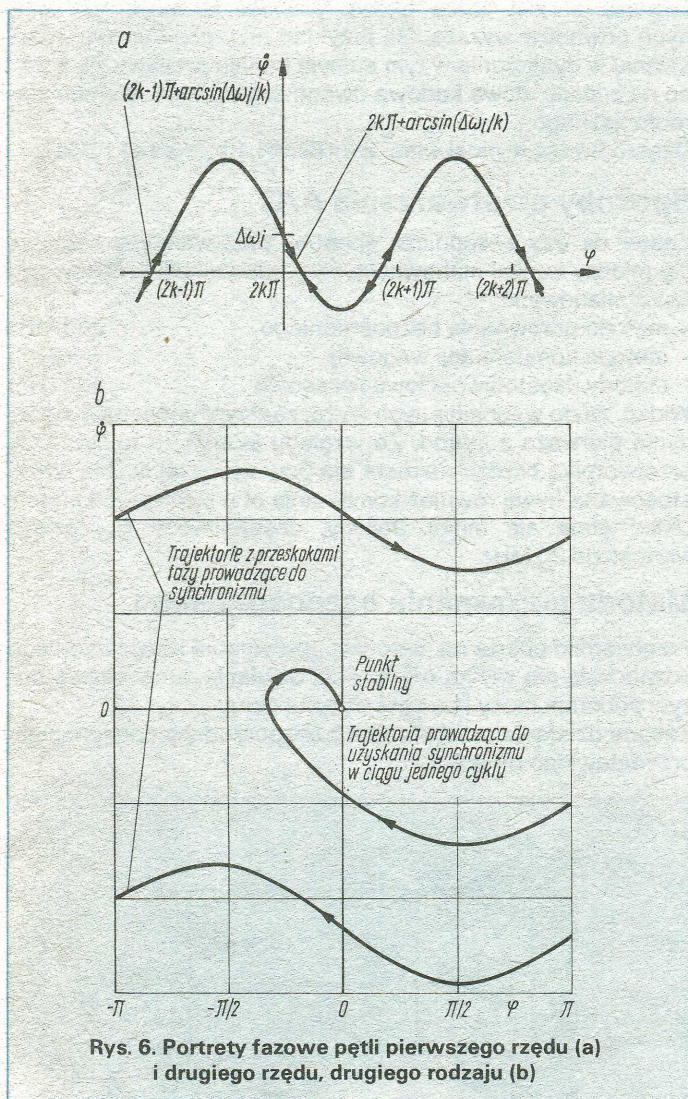
przy czym tylko punkty φ_k są punktami stabilnej pracy, jak to zaznaczono na rysunku strzałkami. Jeśli w momencie $t=0$ błąd fazowy $\varphi(0) = 2k\pi$, to punkt pracy pętli wędruje po krótkim łuku sinusoidy do punktu stabilnego na osi φ . Jeśli w momencie startowym $\varphi(0) = (2k+1)\pi$, to punkt pracy przebywa dłuższy łuk sinusoidy, zawsze jednak trafia do punktu stabilnego. Czas potrzebny do osiągnięcia pełnego synchronizmu, tzn. czas, w którym błąd częstotliwościowy maleje do zera ($\dot{\varphi} = 0$) jest nieskończenie długi. Jeśli jednak uznamy, że proces śledzenia został zakończony, gdy błąd fazy $\varphi(\tau)$ nie różni się od błędu końcowego $\varphi(\sim)$ o nie więcej niż pewną małą liczbę δ , to czas τ , zwany czasem chwywania (synchronizmu) jest skończony i określony wzorem (5)

$$\tau = \frac{2 \ln(2/\delta)}{K \cos \varphi(\sim)} \quad (36)$$

W przypadku, gdy początkowe rozstrojenie jest większe niż wzmacnienie pętlowe ($\Delta\omega_i/K > 1$), to sinusoida nie przecina osi φ , tak że osiągnięcie synchronizmu nie jest możliwe. Wynik ten jest zgodny z rezultatem otrzymanym na gruncie teorii liniowej (porównaj wzór (15), pamiętając, że dla rozpatrywanej pętli $H(s) = 1$). Przy braku synchronizmu na wejściu pętli fazowej pierwszego rzędu, pierwszego rodzaju obserwujemy dudnienia (rys. 7a).

Zajmiemy się teraz pętlą drugiego rzędu, drugiego rodzaju, której portret fazowy pokazano na rys. 6b. Stabilny punkt pracy znajduje się w środku układu współrzędnych. Przy dużym

dodatnim odstrojeniu początkowym punkt pracy wędruje po górnej sinusoidzie z lewa na prawo, po osiągnięciu prostej $\varphi = \pi$ (pochodna φ jest nieokreślona przy $\varphi = \pi$ i $\varphi = -\pi$) następuje przeskok na dolną sinusoidę, po której punkt pracy wędruje z prawa na lewo, by po osiągnięciu prostej $\varphi = -\pi$ dokonać skoku na górną sinusoidę. Przebiegowi trajektorii od $\varphi = -\pi$ do $\varphi = \pi$ towarzyszy niewielkie nachylenie, wzrastające w miarę zmniejszania się błędu częstotliwościowego. Po pewnym czasie, niezależnie od początkowej wartości odstrojenia, punkt pracy trafi na trzecią gałąź portretu fazowego, po którym dotrze do punktu stabilnego, w którym błąd częstotliwościowy i błąd fazowy są równe zeru.

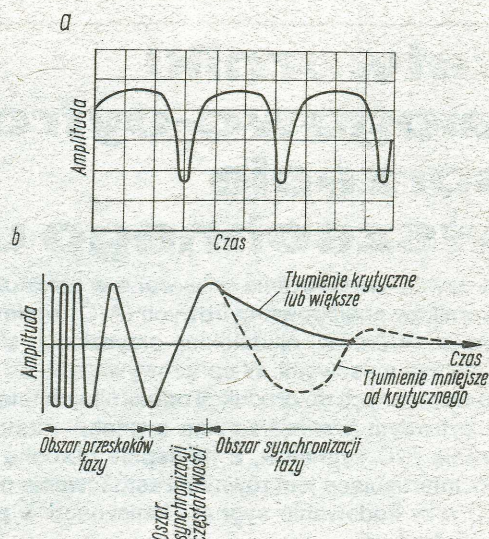


Rys. 6. Portrety fazowe pętli pierwszego rzędu (a) i drugiego rzędu, drugiego rodzaju (b)

Ten wynik jest również zgodny z rezultatem otrzymanym z teorii liniowej. Czas chwytania synchronizmu według Viterbiego [5] określa zależność

$$\tau = \tau_2 \left(\frac{\Delta\omega_i}{K} - \sin \Phi_{i_0} \right). \quad (37)$$

Zakres chwytania synchronizacji dla pętli drugiego rzędu, drugiego rodzaju jest nieograniczony, czas chwytania może jednak być niedopuszczalnie długi, jeśli początkowe odstrojenie jest duże w porównaniu ze wzmacnieniem pętlowym. Przebieg napięcia na wyjściu pętli drugiego rzędu, drugiego rodzaju pokazano na rys. 7b. Widzimy tu obszar przeskoków fazy, obszar synchronizacji częstotliwości i obszar synchronizacji fazy, w którym dochodzenie do pełnej zgodności faz może odbywać się monotonicznie, jeśli tłumienie pętli jest



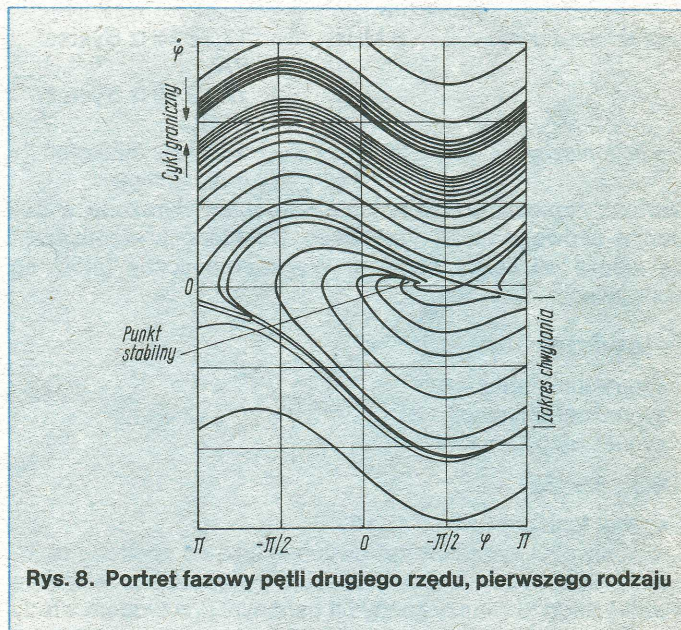
Rys. 7. Przebiegi wyjściowe pętli fazowych pierwszego rzędu (a) i drugiego rzędu, drugiego rodzaju (b)

większe od krytycznego, lub oscylacyjnie w przeciwnym wypadku. Według Viterbiego [5] tłumienie krytyczne zachodzi przy spełnieniu warunku

$$K\tau_2 = 4. \quad (38)$$

Większym wartościom iloczynu $K\tau_2$ odpowiada tłumienie większe od krytycznego.

Nieograniczony zakres chwytania synchronizacji przez pętlę drugiego rzędu, drugiego rodzaju wynika z zastosowania w filtrze pętlowym idealnego integratora, co oznacza nieskończenie duże wzmacnienie dla prądu stałego. Zbadamy teraz jak się zmieni zakres chwytania, gdy idealny integrator zastąpimy integratorem proporcjonalnym, tzn. zbadamy właściwości nieliniowe pętli drugiego rzędu, pierwszego rodzaju.



Rys. 8. Portret fazowy pętli drugiego rzędu, pierwszego rodzaju

Portret fazowy tej pętli pokazano na rys. 8. Warunkiem koniecznym występowania punktu stabilnej pracy jest

$$|\Delta\omega_i| < K \frac{\tau_1}{\tau_2} \quad (39)$$

Przetworniki analogowo-cyfrowe w sprzęcie powszechnego użytku

Znane od dawna i wielokrotnie opisywane w literaturze układy przetworników analogowo-cyfrowych (A/C) znalazły nowe zastosowania, które w niedalekiej przyszłości staną się prawdopodobnie masowymi. W opracowywanych od kilku lat, a ostatnio wdrożonych do produkcji odbiornikach telewizji kolorowej z cyfrowym przetwarzaniem sygnału¹⁾ zastosowano przetwarzanie A/C sygnałów, a następnie obróbkę sygnału cyfrowego. Interesujące jest również zastosowanie przetworników A/C przy kodowaniu sygnału fonicznego w produkcji płyt do dyskokonów²⁾.

Proces przetwarzania składa się z następujących czynności:

- pomiar i zapamiętanie wartości sygnału analogowego,
- przetworzenie zapamiętanej wartości na zakodowaną postać liczbową.

Pomiar zwany próbkowaniem polega na pobraniu próbkę sygnału w krótkim odcinku czasu.

Częstotliwość próbkowania powinna być co najmniej dwukrotnie większa od największej użytecznej częstotliwości f_0 występującej w przetwarzanym sygnale. Widmo przetwarzanego sygnału powinno być ograniczone do wartości f_0 .

Przy wyborze częstotliwości próbkowania odgrywają rolę i inne względy. W odbiorniku cyfrowym częstotliwość ta jest czterokrotnie większa od częstotliwości podnośnej koloru. W dyskoponie, przyjęto pewien zapas powyżej dwukrotnej wartości częstotliwości granicznej sygnału fonicznego.

Częstotliwości te wynoszą:

	Górna częstotliwość graniczna	Częstotliwość próbkowania
<i>sygnał telewizyjny</i>	6 MHz	17,73 MHz System PAL 14,32 MHz System NTSC
<i>sygnał foniczny</i>	20 kHz	44,1 kHz dyskofon firmy Philips

Wartość napięcia próbki zostaje następnie wyrażona w postaci n -bitowego słowa kodowego. Dokładność przetwarzania zależy od liczby bitów n . Wymagane liczby bitów są następujące:

Telewizja

- sygnał luminancji – 8
- sygnał chrominancji – 6
- sygnał odchylenia – 13

Radiofonia

- sygnał foniczny hi-fi – 14...16.

Częstotliwości sygnałów cyfrowych zależą od sposobu przesyłania słów kodowych. Jeśli stosuje się sposób przesyłania równoległego to znaczy każdy bit osobnym przewodem wtedy częstotliwość przesyłania może być równa częstotliwości próbkowania. Sposób taki jest stosowany w telewizorze cyfrowym.

Przy szeregowym przesyłaniu sygnału cyfrowego prędkość jest równa co najmniej n krotnej wartości częstotliwości próbkowania (n jest liczbą bitów). Wartość ta może być z różnych powodów wyższa. Na przykład przy szeregowym przesyłaniu w dyskofonie w tym samym kanale przesyła się kolejno na zmianę słowa kodowe dwóch składowych sygnału stereofonicznego.

Częstotliwość wynosi więc: $2 \times 16 \times 44,1 \text{ kHz} = 1411,2 \text{ kHz}$

Sposoby przetwarzania A/C

Znane są trzy zasadnicze sposoby przetwarzania różniące się między innymi maksymalnymi prędkościami próbkowania f_{\max} a mianowicie:

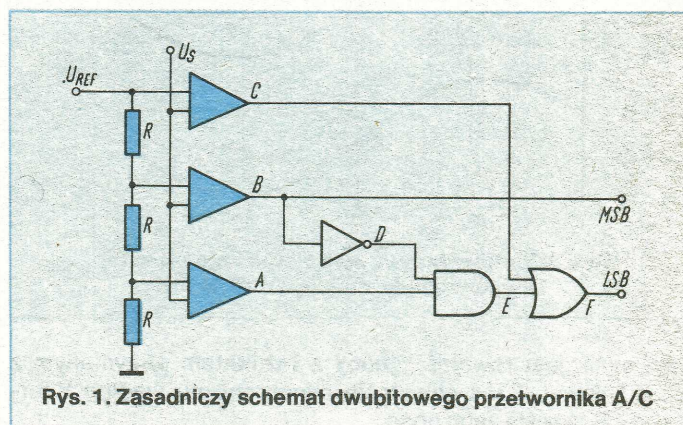
- metoda porównania bezpośredniego 200 MHz
- metoda kompensacji wagowej 1 MHz*)
- metody częstotliwościowe i czasowe 200 Hz*)

Widać, że do wspomnianych wyżej zastosowań nadaje się jedynie pierwsza z metod. Ze względu jednak na to, że układ przetwornika bardzo rozrasta się przy większej liczbie bitów, stosowana bywa również kombinacja obu pierwszych metod. Układ staje się mniej złożony, częstotliwość f_{\max} osiąga wartość do 20 MHz.

Metoda porównania bezpośredniego

Przetworniki oparte na metodzie porównania bezpośredniego odznaczają się wielką prędkością działania, stosunkowo dużym poborem mocy i na ogół wysoką ceną.

Zasadę działania przetwornika z bezpośrednim porównaniem przedstawiono na rys. 1.



Rys. 1. Zasadniczy schemat dwubitowego przetwornika A/C

Za pomocą szeregu równolegle połączonych komparatorów napięcie przetwarzane U_s jest porównywane z napięciem wzorcowym U_{ref} o szeregu poziomów określonych przez dzielnik R. Napięcie wyjściowe komparatora jest równe 1, jeżeli napięcie sygnału U_s na wejściu A komparatora jest większe od napięcia odniesienia U_{ref} na wejściu B. Do wyjść komparatorów dołączony jest układ logiczny, na którego wyjściu pojawia się kod binarny określający wartość napięcia U_s .

Stany logiczne bramek dla kolejnych wartości napięcia sygnału zestawiono w tablicy 1. Ułamki podane w lewej kolumnie

4) Opisy w polskiej literaturze: *Mierzejewski J., „Odbiorniki telewizji kolorowej z cyfrowym przetwarzaniem sygnału”*. Prace COBRESPU Nr 2 1982 r. oraz *Mierzejewski J., „System cyfrowy ITT Digit 2000 do odbiorników telewizji kolorowej”*. Prace COBRESPU Nr 1 1983 r.

2) **Wszystko o dyskofonie Compact Disc** – patrz str. 12

*) Dane dla przetworników 10-bitowych

Tablica 1

Stany logiczne w kolejnych punktach przetwornika A/C z rysunku 1

Wartość U_s	Wyjścia komparatorów			Bramka 1		Bramka 2			Bramka 3			Wyjścia	
	A	B	C	B	D	D	A	E	C	E	F	MSB-B	LSB-F
1/4	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0
2/4	1	0	0	0	1	1	1	1	0	1	1	0	1
3/4	1	1	0	1	0	0	1	0	0	0	0	1	0
4/4	1	1	1	1	0	0	1	0	1	0	1	1	1

oznacza wartości graniczne napięcia U_s , czyli np. dla $U_s < 1/4 U_{ref}$ $A = 0$ zaś dla $U_s > 1/4 U_{ref}$ $A = 1$ itd.

Układ podany na rysunku 1 jest prosty ale liczba bitów niewielka. Niestety liczba elementów rośnie wykładniczo wraz z liczbą bitów i wynosi:

liczba bitów n	bramek	komparatorów
3	6	7
4	7	15
5	9	31

Ogólna zasada brzmi: dla liczby bitów n liczba komparatorów wynosi $2^n - 1$, a więc dla przetwarzania 7-bitowego przy obróbce sygnału telewizyjnego liczba komparatorów wynosi 128 zaś dla 16 bitowego przetwarzania sygnału fonicznego tą metodą liczba ta wynosiłaby ponad 64 tysiące.

Należy tu jeszcze dodać, że w systemie telewizyjnym war-

tość napięcia odniesienia U_{ref} jest zmieniana co jeden pół-obraz odchyłania obrazu telewizyjnego o wartość połowy jednego przedziału porównywania.

Dzięki temu uzyskuje się poprawę jakości wytwarzanego obrazu, który dzięki bezwładności wzroku zbliża się do obrazu uzyskiwanego dla przetwornika 8-bitowego.

Jako punkt zwrotny w technice przetwarzania sygnału wizyjnego należy uznać opracowanie 7-bitowego przetwornika A/C działającego na zasadzie bezpośredniego porównania wystarczająco szybkiego do przetwarzania sygnału wizyjnego i tak taniego, że cena układów scalonych zawierających m.in. taki przetwornik pozwala przewidywać, iż układy te wypną tradycyjne układy telewizora oparte na technice analogowej. Ze względu na szybkość przetwarzania, nazywane są one często z angielskiego „flash”. O tym, jak wielki jest to postęp, świadczą ceny z 1980 r. kiedy to sam przetwornik 6-bitowy na podobne prędkości kosztował 100 – 150 dolarów zaś 8-bitowy 300–500 dolarów.

W następnym numerze zostanie omówiony przetwornik, w którym wykorzystuje się zarówno metodę bezpośredniego porównania jak i metodę kompensacji wagowej.

Jacek Kamler

LITERATURA

1. Kulka Zb., Nadachowski M.: Liniowe układy scalone, WKŁ

Dyskofon CD – przebojem roku 1983

Dyskofon CD – odtwarzacz płyt z zapisem cyfrowym – trafił na listę „produktów roku” na rynku amerykańskim opublikowaną przez poważny magazyn „Fortune”. Dyskofon to wspólna konstrukcja firmy Sony (Japonia) i Philips (Holandia), produkowany także przez ponad 20 innych wytwórców.

Zdumiewający jest – widoczny na rynku – wzrost znaczenia techniki mikroprocesorowej i jej pochodnych. Na obejmującej 11 pozycji liście ułożonej przez „Fortune” znalazły się oprócz dyskofonu m.in.: dwa komputery osobiste („Lisa” firmy Apple i „PC junior” IBM), dwa programy komputerowe, instalowany w samochodach telefon systemu „cellular” oraz urządzenie do analiz medycznych z wykorzystaniem jądrowego rezonansu magnetycznego.

Wyróżniony przez „Fortune” samochód Chrysler typ „mini-van” ma, podobnie jak wiele innych współczesnych samochodów, silnik kontrolowany przez mikroprocesor.

Trzy pozostałe „towary roku”: negatyw do fotografii kolorowej o czułości 31 DIN (KODACOLOR VR 1000), tampony antykoncepcyjne „Today” i ciasteczka czekoladowe „Duncan Hines”.

Z. P.



Sprzedaż podzespołów elektronicznych produkowanych przez przemysł francuski wzrosła w 1982 r. o 13% w porównaniu do trudnego roku 1981. We Francji w skład przemysłu podzespołowego wchodzi 220 producentów w tym 20 wytwórców elementów czynnych. Francja ma pięćprocentowy udział w światowym rynku podzespołów elektronicznych, przy czym jej zapotrzebowanie pokrywane jest w 35% przez przemysł USA, w 29% przez Japonię i w 23% przez produkcję własną i innych krajów Wspólnego Rynku. Obroty Francji w tej dziedzinie wynoszą ponad 1,5 mld dolarów rocznie. Wzrost zapotrzebowania 82/81 wynosił w poszczególnych grupach: elementy próżniowe +21%, układy scalone +19%, pozostałe półprzewodniki +16%. Natomiast zapotrzebowanie na podzespoły bierne spadło o 15%. Francja w coraz większym stopniu pokrywa swoje potrzeby podzespołowe na drodze importu. Podczas gdy eksport wyrównywał import podzespołów w 1979 r., to w 1981 r. wynosił tylko 0,9 wartości importu, zaś w 1982 r. wskaźnik ten spadł do 0,77. Rząd francuski, forsujący systematycznie rozwój przemysłu podzespołowego jest zdania, że na badania i rozwój w tej dziedzinie należy przeznaczyć sumę równą 10...15% wartości obrotu. (k)



Zachodniemiecka część koncernu Philipsa uzyskała w roku obrachunkowym 1982/83, po dwóch latach strat, nadwyżkę dochodów nad wydatkami. Obroty zewnętrzne (nie obejmujące kooperacji w ramach koncernu) wzrosły o 3% i osiągnęły sumę 6,2 mld DM, zaś zysk – sumę 66 mln DM. Wszystkie przedsiębiorstwa koncernu liczą w RFN 31 600 pracowników, z czego 16 800 osób w produkcji, 4600 w biurach rozwojowych i ponad 9000 w administracji i zarządzie. W ciągu okresu obrachunkowego liczba pracowników spadła o 14%, co należy przypisać zarówno pociągnięciom organizacyjnym jak i restrukturalizacji produkcji. Wzrost wartości produkcji nastąpił zarówno dzięki zwiększeniu liczby wyrobów jak też dzięki popytowi na wyroby droższe, o bardziej złożonych funkcjach. Największy przyrost odnotowano w dziedzinie urządzeń powszechnego użytku oraz podzespołów. W okresie sprawozdawczym Philips wystartował z dwiema innowacjami: dyskowidem Laser Vision oraz dyskofonem Compact Disc. Oczekuje się, że dyskofon da nowy impuls do nabywania sprzętu hi-fi wyższej klasy. W zakresie techniki magnetowidowej Philips utrzymał swoje pozycje przy bardzo dobrej koniunkturze w tym zakresie i jednocześnie bardzo dużej konkurencji. Nowy trend do instalowania systemów telewizyjnych do nadzorowania mieszkań i zabezpieczenia ich przed włamaniem spowodował wznowienie sprzedaży telewizorów czarno-białych. Również więcej niż przeciętny wzrost osiągnięto w sprzedaży mikrokomputerów i urządzeń komunikacji tekstowej. (k)



Znany producent komputerów domowych Sinclair Research Ltd podwoił swoje obroty na kontynencie europejskim w roku obrachunkowym 1982/83. Firma sprzedawała dotąd w świecie łącznie ze swoim licencjodawcą, Timex'em, około 2,5 mln komputerów. Jej miesięczna produkcja osiągnęła w 1983 r. 100 tys. sztuk komputerów. Jak widać, komputer domowy zaczyna należeć do urządzeń powszechnego użytku. (k)

WSZYSTKO O DYSKOFONIE COMPACT DISC (1)

PŁYTA Z ZAPISEM CYFROWYM ZAPEWNIĄ UZYSKANIE DYNAMIKI LEPSZEJ OD 90 dB. BEZDOTYKOWY CZUJNIK LASEROWY ŚLEDZI ZA POMOCĄ SERWOMECHANIZMU SPIRALĘ ZAPISU O SKOKU 1,6 μm .

Stosunkowo mały – mimo wprowadzenia w ostatnich latach licznych innowacji – i nieproporcjonalnie kosztowny postęp w zakresie wierności odtwarzania dźwięku z płyty gramofonowej stał się główną przyczyną powstania koncepcji cyfrowego zapisu dźwięku na nośniku płytowym i jego odtwarzania za pośrednictwem wiązki laserowej. Rezultatem tej koncepcji jest dyskofoon Compact Disc (CD), pierwsze urządzenie powszechnego użytku, które w całym torze opiera się na przetwarzaniu wyłącznie sygnału cyfrowego. Dyskofoon CD jest produktem ubocznym płytowego nośnika sygnałów wizyjnych, również laserowego, o nazwie Laser Vision.

Parametry akustyczne dyskofonu CD stawiają go na pierwszym miejscu z punktu widzenia jakości odtwarzanego dźwięku pośród wszystkich ogniw zestawu hi-fi. Przewaga dyskofonu nad gramofonem analogowym, wróży nieuchronne zastępowanie gramofonu przez dyskofoon w miarę jak będzie rosła na rynku liczba nagranych dysków oraz malała cena samego urządzenia.

Na dysku CD zakodowany cyfrowo sygnał foniczny zapisany jest w postaci spirali składającej się z mikroskopijnych zagłębień (pitów) o zmiennej długości i zmiennej odległości wzajemnej. Przetwarzanie zakodowanej informacji na sygnał elektryczny odbywa się za pośrednictwem promienia laserowego, który w czasie wirowania dysku precyzyjnie śledzi kolejne kręgi spirali. Odbite od śladu zapisu promieniowanie, modulowane przez zagłębienia, pada na fotodetektor, na którego wyjściu powstaje prąd dwustanowy. Czas trwania poszczególnych stanów prądu odpowiada długości zagłębienia i odległości między nimi. Tak powstały sygnał cyfrowy jest następnie przetwarzany w dekodерze. Wydzielone z niego sygnały odpowiadające obu kanałom stereofonicznym są ostatecznie zamienione na sygnały analogowe o częstotliwości akustycznej. Służą one do sterowania konwencjonalnego wzmacniacza hi-fi.

Technika cyfrowa umożliwia uzyskanie sygnału analogowego o bardzo niskim poziomie szumów. Technika odczytu laserowego, dzięki zdolności skupienia wiązki lasera do wielkości plamki o średnicy około 1 μm , jest źródłem zapisu o bardzo dużej gęstości. Na dysku o średnicy 12 cm mieści się jednostronnie 1-godzinne nagranie.

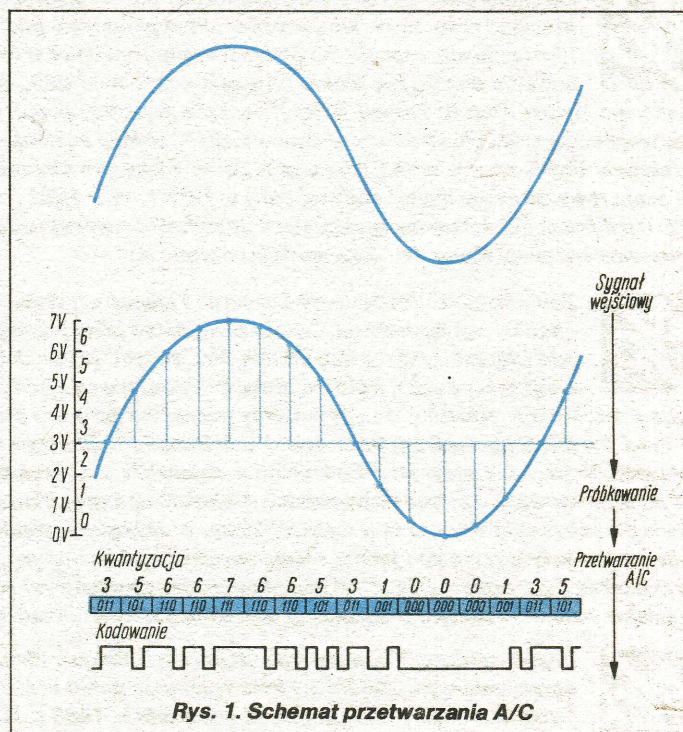
Do zrozumienia zasady działania układów elektronicznych i mechanizmu dyskofonu pożyteczne jest uprzednie zapoznanie się z właściwościami sygnału cyfrowego i ze sposobem kodowania sygnału fonicznego.

WŁAŚCIWOŚCI SYGNAŁU CYFROWEGO

Układy służące do zamiany sygnału ciągłego na równoważny mu sygnał dyskretny czyli przetwarzania sygnału analogowego na cyfrowy (C/A), opisane są w innym artykule niniejszego numeru „AV”. Tutaj spróbujemy przedstawić sens fizyczny tego przekształcenia. Zmiana sygnału analogowego na sygnał cyfrowy opiera się na tzw. „próbkowaniu” tj. na przekazywaniu informacji o sygnale analogowym w postaci war-

CYFROWY NOŚNIK SYGNAŁU FONICZNEGO Z ODCZYTEM LASEROWYM

tości liczbowych (np. napięcia), jakie przybiera sygnał analogowy w kolejnych, rytmicznie odmierzonych chwilach. Przy „próbkowaniu” sygnału analogowego wartości próbek określane są w formie zakodowanej. Stosuje się tutaj kod binarny (składający się z kombinacji tylko dwóch znaków). Najpopularniejszym kodem binarnym jest alfabet Morse’a. Za pomocą dwóch znaków (kropka, kreska) alfabetu Morse’a można przedstawić najbardziej skomplikowany tekst. W technice cyfrowej zastosowanej w dyskofonie używa się do kodowania – inaczej niż w alfabecie Morse’a – zawsze symboli czyli „słów kodowych” o takiej samej długości, czyli o takiej samej liczbie znaków binarnych (bitów). Długość przyjętego do określania wartości próbek „słowa kodowego” zależy od liczby wartości „próbek”, jaką chcemy za jego pośrednictwem przedstawić. Liczba kombinacji bitów w „słowie kodowym” zawierającym n znaków binarnych równa się 2^n . Sygnał cyfrowy reprezentujący sygnał analogowy składa się z ciągu „słów kodowych” n -bitowych, odpowiadających kolejnym „próbkom” sygnału przetwarzanego. Jest to sygnał dwustanowy tj. przybierający dwie wartości, symbolicznie oznaczone 0,1, odpowiadające poszczególnym rodzajom bitów w słowie. Mogą to być np. wartości napięcia: (0 V i 5 V), (5 V i 15 V) itp. Zauważmy, że jeśli wartość międzyszczytową sygnału analogowego podzielimy na równą liczbę odcinków i każdemu odcinkowi podporządkujemy jedną z kombinacji „słowa kodowego”, to „próbki” o wartości zbliżonej (o zbliżonym napięciu) będą zakodowane za pomocą takiego samego symbolu. Nawet przy powiększeniu liczby odcinków przez wydłużenie



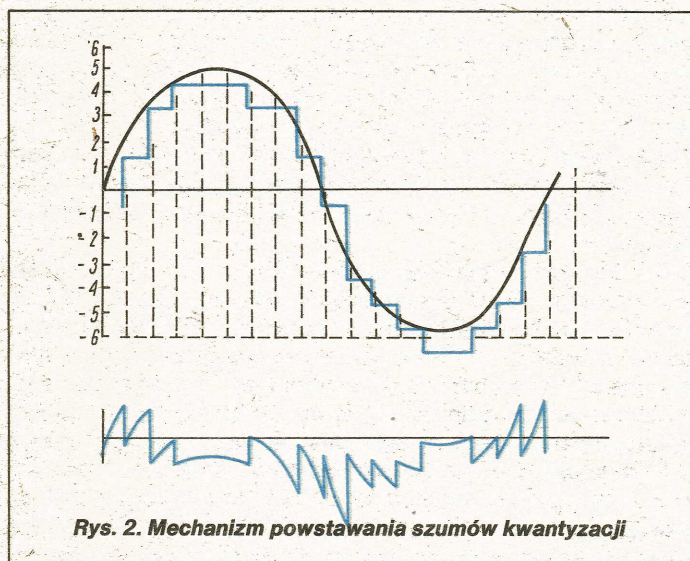
Rys. 1. Schemat przetwarzania A/C

„słowa kodowego” zawsze przy przekształcaniu cyfrowym będą istniały różne wartości próbek zakodowane w ten sam sposób w sygnale cyfrowym. Jest to tzw. kwantyzacja „próbek”, stanowiąca właściwość przetwarzania cyfrowego.

Rysunek 1 przedstawia schemat przetwarzania sygnału sinusoidalnego na cyfrowy przy użyciu słowa 3-bitowego. Prąd sygnału cyfrowego składający się z dwóch stanów (0,1), reprezentuje w każdym okresie między kolejnymi próbkowaniem „słowo kodowe” odpowiadające próbce sygnału analogowego. Jego częstotliwość jest znacznie większa niż częstotliwość przetwarzanego sygnału analogowego. Opisany proces przetwarzania A/C nosi nazwę modulacji kodowej (PCM). W tej postaci prąd mógłby służyć do zakodowanego zapisu sygnału fonicznego na dysku. Nim jednak tak otrzymany sygnał cyfrowy posłuży do wytrawienia zagłębień w warstwie informacyjnej dysku-matki, musi doznać szeregu przekształceń i uzupełnień.

Zaletą sygnału cyfrowego jest duża rozróżnialność między obu stanami sygnału, które niosą pełną informację o sygnale przekształcanym. Jak długo w całym torze zapisu i odczytu układy elektroniczne rozróżniają oba stany, szumy układów i zakłócenia nie mają wpływu na treść niesionej informacji. Zarówno małe jak i duże wartości sygnału analogowego (wartości „próbki”) są przenoszone z tą samą wiernością.

Sygnał cyfrowy ma nie tylko zalety. Przy odtwarzaniu w dekodерze zrekonstruowanego sygnału analogowego obwiednia tego sygnału ma charakter schodkowy. Jest to efekt kwantyzacji „próbek”. Obwiednię schodkową można rozpatrywać jako sumę sygnału użytecznego i napięć niepożądanych, które przejawiają się w postaci szumów (rys. 2). Szumy kwantyzacji są nieodłącznym atrybutem przetwarzania sygnału cyfrowego na analogowy (C/A).



Rys. 2. Mechanizm powstawania szumów kwantyzacji

Dokładność przetwarzania sygnału analogowego na cyfrowy jest tym większa, im większa jest częstotliwość próbkowania sygnału. Związki ilościowe między sygnałem analogowym i równoważnym mu sygnałem cyfrowym określił matematyk amerykański Claude E. Shannon w opublikowanej w latach 1948/49 teorii informacji. Zasada Shannona zawiera dwa następujące warunki:

1. Częstotliwość próbkowania sygnału analogowego musi być co najmniej dwukrotnie większa od maksymalnej częstotliwości użytecznej widma sygnału próbkowanego.
 2. Sygnał próbkowany nie może zawierać częstotliwości wyższej od połowy częstotliwości próbkowania.
- Drugi warunek oznacza, że sygnał próbkowany powinien być przed przetworzeniem na sygnał cyfrowy przepuszczany

przez filtr dolnoprzepustowy, tak aby jego widmo było ograniczone tylko do tych częstotliwości, które mają być poddane przetwarzaniu A/C.

Przy przetwarzaniu C/A między sinusoidalnym sygnałem analogowym i szumami istnieje następująca zależność:

$$\text{gdzie: } S/N = 20 \lg \frac{U_{ms}}{U_g} = (6n + 1,8) \text{ dB} \quad (1)$$

U_{ms} – wartość międzyszczytowa napięcia sygnału zrekonstruowanego,

U_g – wartość skuteczna napięcia szumów,

n – liczba bitów słowa kodowego.

Zaletą sygnału cyfrowego jest jego podatność na multipleksowanie czyli przesyłanie kolejno w czasie różnych sygnałów w tym samym torze bez wzajemnego zakłócenia. Z sygnału zmultipleksowanego wydzielane są po przeprowadzeniu operacji numerycznych w dekodерze sygnały składowe, każdy oddzielnie, i rekonstruowane w postaci sygnału analogowego. Multipleksowanie umożliwia przesyłanie w jednym torze obu sygnałów stereofonicznych. Stanowi ono źródło dużej wzajemnej tłumienności przesłuchu między obydwojema kanałami. Również na drodze multipleksowania przesyła się w technice CD w tym samym kanale szereg innych sygnałów niezbędnych do prawidłowej pracy dekodera.

Wydzielanie ze zmultipleksowanego sygnału cyfrowego poszczególnych sygnałów składowych oraz oddzielanie poszczególnych „słów kodowych” jest związane z bardzo precyzyjnym w czasie sterowaniem brankami układów elektronicznych. Do zachowania dokładnego taktu pracy układów służą zarówno w koderze jak i w dekodерze zegary kwarcowe. W celu zapewnienia identycznego taktu pracy przesyła się w sygnale cyfrowym zapisywanym na dysku zakodowany sygnał synchronizacji pobrany z generatora kwarcowego kodera.

Wszystkie sygnały, podstawowe i pomocnicze, tworzą kompleksowy sygnał cyfrowy. Sygnał ten grupowany jest w pakiety odpowiadające 6 okresom próbkowania. Sygnał synchronizujący dodaje się do kompleksowego sygnału na początku każdego pakietu.

Sygnał binarny – składający się tylko z dwóch znaków – może łatwo ulec przekłamaniu szczególnie w czasie operacji zapisu oraz w trakcie produkcji i użytkowania dysku. Jednemu bitowi sygnału odpowiada na śladzie zapisu długość zaledwie części 1 μm . Błąd materiałowy, zanieczyszczenie czy kurz mogą łatwo doprowadzić do zniekształcenia informacji. Aby temu zapobiec sygnał foniczny jest zapisywany na płycie nie w swojej pierwotnej wersji cyfrowej lecz w formie przekształconej przy użyciu specjalnego kodu nadmiarowego służącego do automatycznej korekcji błędów.

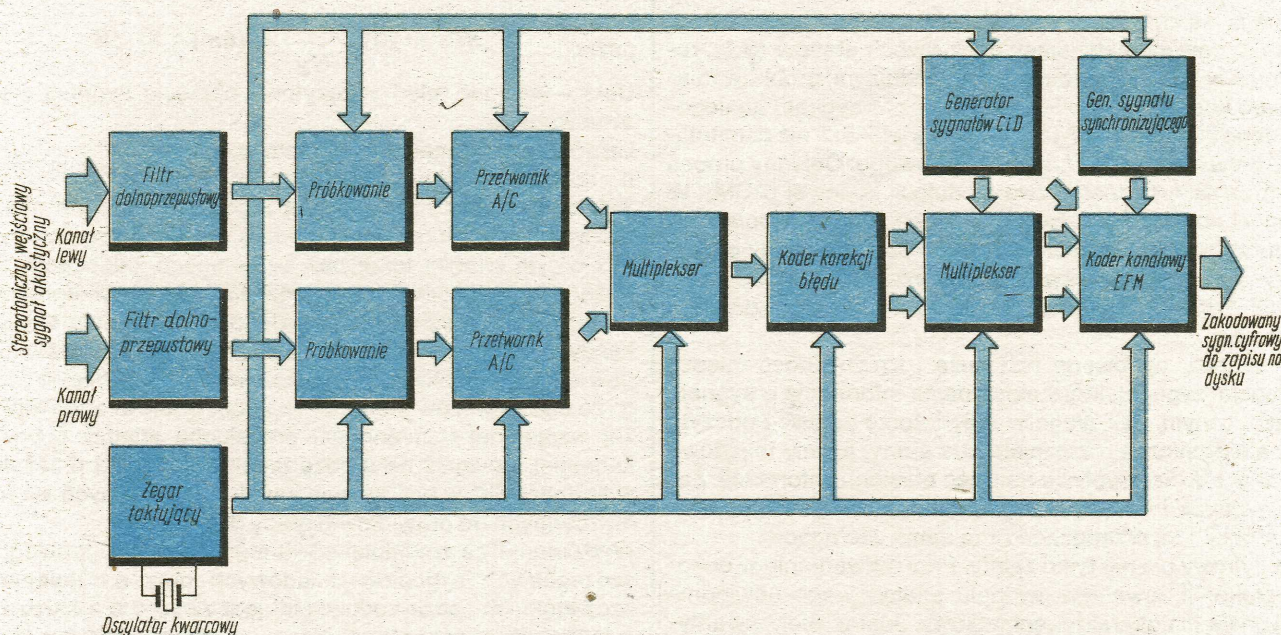
Wreszcie przesyłanie sygnału cyfrowego wymaga przystosowania formy jego kodu do kanału przesyłowego. W przypadku zapisu na dysku konieczna jest adaptacja kodu zapisu do charakteru odczytu laserowego. Dlatego sygnał przekształcony za pomocą kodu korekcyjnego jest poddawany ponownemu kodowaniu przy użyciu tzw. kodu kanałowego i dopiero w tej formie nadaje się do ostatecznego utrwalenia na warstwie informacyjnej dysku.

KODER SYGNAŁU

Przetwornik A/C

Schemat blokowy kodera przedstawia rysunek 3.

Sygnał analogowy przed poddaniem go przetworzeniu A/C jest doprowadzony do stromego filtra dolnoprzepustowego. Zadaniem filtra jest usunięcie z sygnału przetwarzanego częstotliwości wyższych od górnej częstotliwości pasma użytecznego (II warunek Shannona), której wartość ustalono na 20 kHz. Obecność częstotliwości wyższych o wartościach od 20 kHz spowodowałaby w procesie próbkowania powsta-



Rys. 3. Koder sygnału CD

nie częstotliwości różnicowych mieszczących się w zakresie pasma akustycznego. W zrekonstruowanym sygnale analogowym miałyby miejsce zniekształcenia nieliniarne (Aliasing). W dyskofonie CD częstotliwość próbkowania jest równa:

$$f_p = 44,1 \text{ kHz} \quad (2)$$

Jeśli w przetwarzanym sygnale znalazłaby się częstotliwość o wartości np. 35 kHz, to w wyniku interferencji z f_p pojawiłaby się szkodliwa częstotliwość $(44,1 - 35) \text{ kHz} = 9,1 \text{ kHz}$, której nie można by potem usunąć. Wybór f_p większej niż to wynika z I warunku Shannona ma za zadanie stworzyć pewną rezerwę, ułatwiającą pracę filtra dolnoprzepustowego.

Przetwarzanie A/C stosuje się oddzielnie dla każdego kanału stereo.

Do przetwarzania A/C wybrano w dyskofonie CD przetwornik 16-bitowy. Zapewnia to, zgodnie z przytoczonym wyżej wzorem, dynamikę równą, teoretycznie, 97,8 dB. Wybór ten został poparty doświadczeniem. Przy badaniach odsłuchowych zapisywanego sygnału stwierdzono słyszalną różnicę w poziomie szumów przy przejściu z przetwornika 16-bitowego na 14-bitowy. Ponieważ w praktyce mogą wystąpić nieprzewidziane zakłócenia pogarszające dynamikę, niektóre firmy, jak np. Philips uzupełniły dekodery dodatkowymi układami, które umożliwiają zwiększenie dynamiki o około 10 dB. Są to automatycznie włączane układy do redukcji szumów oparte o preemfazę.

Na wyjściu przetworników A/C obu kanałów stereofonicznych następuje ich multipleksowanie, w efekcie którego pojawia się sygnał cyfrowy o szybkości przesyłania równej:

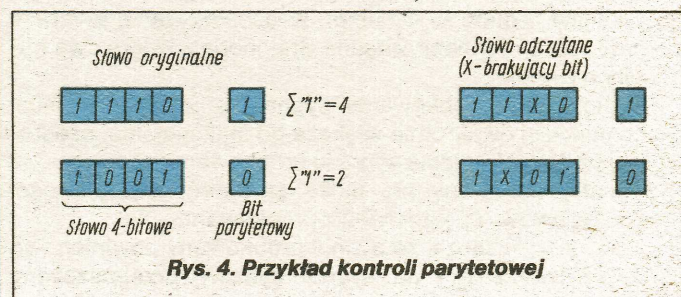
$$2 \times 16 \times 44,1 \text{ kHz} = 1411,2 \text{ kbitów/s} \quad (3)$$

Kod korekcji błędów

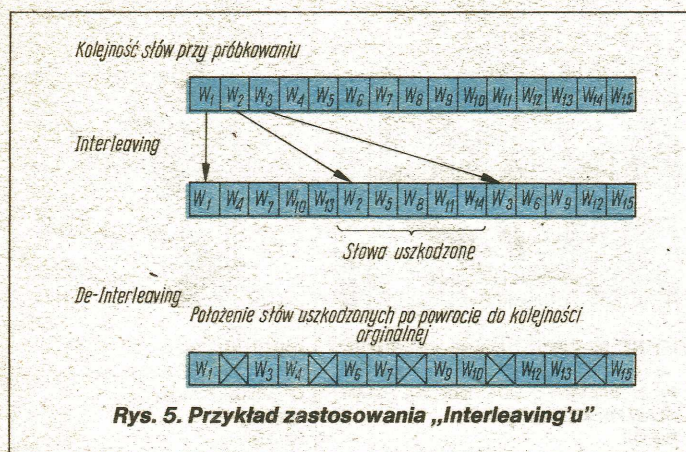
W kolejnym bloku kodera następuje przekształcenie cyfrowego sygnału fonicznego za pomocą kodu korekcji błędów. Od możliwości regeneracyjnych zastosowanego kodu korekcyjnego zależy m.in. stopień dopuszczalnych tolerancji w produkcji dysków, co z kolei wiąże się z kosztem ich produkcji i ceną. Problem przekłamań i zaników sygnałów został w dyskofonie CD rozwiązany dzięki zastosowaniu nowego rodzaju

kodu o bardzo dużych zdolnościach regeneracyjnych, opracowanego specjalnie dla CD. Nosi on nazwę CIRC (Cross Interleave Reed-Solomon Code). Za pomocą kodu CIRC można odtworzyć informację nawet przy zaniku 3500 kolejnych bitów, co odpowiada zniszczeniu śladu zapisu na długości około 2,4 mm. Ponadto kod umożliwia na drodze interpolacji odtworzenie zniekształconych „słów kodowych” o łącznej długości 12 000 bitów, zajmujących na śladzie zapisu długość prawie 8,5 mm. Dyskofon jest pierwszym urządzeniem powszechnego użytku, w którym zastosowano system automatycznej korekcji błędów o tak dużej zdolności regeneracyjnej sygnału.

CIRC stanowi kombinację dwóch kodów: CIC (Cross-Interleave-Code) i RSC (Reed-Solomon-Code). Bazą CIRC są dwa procesy korekcji błędów: kontrola paritetowa i „przeplatanie” (Interleaving). Kontrola paritetowa służy do odtworzenia pojedynczych bitów zaś „przeplatanie” do eliminacji błędów grupowych. Najprostszą formą kontroli paritetowej jest kontrola parzystości. Polega ona na uzupełnieniu każdego „słowa kodowego” dodatkowym bitem, parzystym, dobranym w ten sposób, aby suma „jedynek” w nowym słowie była zawsze parzysta. Podczas odczytu układ kontrolny może łatwo uzupełnić brakujący bit, jak to widać na rys. 4, na przykładzie słowa 4-bitowego. Jeśli występuje zanik więcej niż jednego bitu, kontrola paritetowa musi być bardziej złożona i odbywa się według zasad „krzyżówki”. Mianowicie do kilku kolejnych słów dodaje się nowe „słowo kodowe” dobrane w



Rys. 4. Przykład kontroli paritetowej



ten sposób, aby suma „jedynek” liczonych w tym bloku słów była w poszczególnych kolumnach również parzysta.

W kodzie RSC parytetowa reguła kontroli jest bardziej skomplikowana. Jest ona oparta o wielomian kontrolny typu $P(x) = x^4 + x + 7$. Kontrolę przeprowadza się przez porównanie macierzy słów parytetowych zapisanych w ROM z macierzą słów odczytanych w dekoderyze przy zastosowaniu wielomianu $P(x)$.

Na innej zasadzie działa kod CIC. Dzięki niemu układ kontrolny w dekoderyze przeprowadza na drodze interpolacji korekcję słów przekłamanych. W tym celu w bloku CIRC kodera następuje przeplatanie (Interleaving) „słów kodowych”, czyli umieszczenie ich w sygnale cyfrowym w innej kolejności niż zostały one utworzone w przetworniku A/C. Zmiana kolejności ma miejsce zgodne z ustalonym programem. Po uporządkowaniu kolejności słów w dekoderyze, słowa zniekształcone będą najprawdopodobniej sąsiadować ze słowami odczytanymi prawidłowo, co umożliwi odtworzenie słów zniekształconych przez porównanie z sąsiednimi. Zasadę „przeplatania” wyjaśnia rys. 5.

W wyniku zakodowania sygnału cyfrowego za pomocą kodu CIRC ciąg słów odpowiadający sygnałom fonicznym zostaje przekształcony na ciąg symboli 8-bitowych (każde słowo 16-bitowe jest traktowane do celów operacyjnych jak 2 symbole 8-bitowe).

W kolejnym bloku kodera następuje kolejne zmultipleksowanie sygnału podstawowego z sygnałami pomocniczymi przeznaczonymi do sterowania pracą dysko fonu i do wyświetlania informacji o nagranych tytułach. Sygnały pomocnicze zwane subkodowymi mają również postać symboli 8-bitowych. Mogą one być użyte przy eksploatacji dysko fonu do automatycznego wyszukiwania wybranych tytułów, zaprogramowania kolejności ich odtwarzania, prezentacji w minutach i sekundach czasu, jaki upłynął od początku lub pozostał do końca całego dysku lub pojedynczego tytułu – a nawet do prezentacji na ekranie telewizora tekstu z tytułem muzycznym dzieła i nazwiskiem kompozytora i wykonawców.

Do zaznaczenia początku bloku słów subkodowych, które mają identyczną postać jak symbole reprezentujące sygnał foniczny i muszą być skierowane do innego układu dekodującego, koder słów subkodowych generuje dodatkowo specjalny sygnał rozpoznania bloku.

Zmultipleksowane sygnały: podstawowe i pomocnicze doprowadzane są wraz z sygnałem rozpoznania sygnałów bloku subkodowego oraz głównym sygnałem synchronizującym całego pakietu do kodera kanałowego.

Koder kanałowy

Odpowiedni kod kanałowy do zapisu laserowego powinien mieć następujące właściwości:

1. *Zdatność do regeneracji sygnału taktującego z zapisu cyfrowego.*

2. *Brak w widmie sygnału cyfrowego częstotliwości niższej od 20 kHz.*

3. *Łatwość zapisu o dużej gęstości.*

4. *Małe ryzyko propagacji błędów.*

Zastosowana w dysko fonie CD procedura kodowania kanałowego spełniająca powyższe wymogi, nazywa się modulacją 8/14, EFM (Eight-to-Fourteen-Modulation).

W koderze EFM wszystkie symbole 8-bitowe są przetworzone na odpowiednio dobrane słowa 14-bitowe. Ilość informacji nie zwiększa się w wyniku tej modulacji, ponieważ liczba symboli 8-bitowych (utworzonych z 16-bitowych słów), które niosą informację o sygnale fonicznym, pozostaje ta sama, a tylko ich forma się zmienia.

Celem zrozumienia charakteru EFM rozpatrzmy inną, podobną lecz łatwiejszą do wyjaśnienia modulację 8/16

Przy zapisie sygnału binarnego na dysku długość śladu, gwarantująca rozdzielczość, nie może być dużo mniejsza od średnicy plamki wybierającej strumienia laserowego. Średnica ta wynosi około 1 μm . Minimalna długość pitu, jaka wywoła w sposób pewny zmianę prądu sygnału generowanego w dektektorze wynosi około 0,7 μm .

Przy zapisie wykorzystującym słowo 8-bitowe, w przypadku skrajnym, gdy każdy kolejny bit w słowie jest inny niż poprzedni (0, 1, 0, 1, 0, 10, 1), długość śladu na dysku odpowiadająca słowu 8-bitowemu musi zająć co najmniej $8 \times 0,7 = 5,6 \mu\text{m}$. Sprawa wygląda korzystniej, jeśli słowa 8-bitowe zostaną zastąpione przez odpowiednio dobrane słowa 16-bitowe, a mianowicie takie, w których występują obok siebie zawsze co najmniej 3 bity tego samego rodzaju (3 „jedynek” lub 3 „zera”). Aby dokonać tej przemiany wystarczy znaleźć w zbiorze zawierającym 2^{16} słów 16-bitowych tylko 256 (2^8) słów o wyżej podanych cechach. Najkrótszy pit o długości 0,7 μm zarejestrowany w nowym 16-bitowym kodzie, będzie wyrażać więc 3 nowe, kanałowe bity. Słowo 16-bitowe zastępujące poprzednie słowo 8-bitowe zajmuje wówczas na śladzie zapisu $16/3 \times 0,7 = 3,73 \mu\text{m}$. Zapis informacji jest w tym przypadku o 50% gęstszy.

Kod EFM jest ulepszonym kodem 8/16. Powstał na drodze statystycznego, doświadczalnego zbadania szeregu modeli kodu kanałowego. Daje on gęstość zapisu większą tylko o 26%, ale jest bardziej niezawodny przy regeneracji taktu bitowego. Cechy słów 14-bitowych, które wybrano do reprezentacji symboli 8-bitowych, są cokolwiek inne, niż w podanej wyżej modulacji 8/16. Podporządkowanie wzajemne (rodzaj słowniczka) słów obu kodów (8/14) zoptymalizowano na drodze analizy matematycznej z punktu widzenia zastosowania w dekoderyze CD najprostszymi układami elektronicznymi. Konwersję EFM wykonuje przerzutnik T (T-flip-flop) według programu o wyżej podanych założeniach, zapisanego w ROM.

Warunek postawiony dla konfiguracji bitów w słowie 14-bitowym musi być również spełniony w obszarze między kolejnymi słowami. Do tego celu służą 3 bity łączeniowe (merging bits), które uzupełniają każde słowo 14-bitowe. Są one dobierane w trakcie operacji kodowania, w zależności od rodzaju bitów, początkowego i końcowego, sąsiadujących ze sobą słów. Do tego celu wystarczyłoby w zasadzie 2 bity. Trzeci bit łączeniowy, mimo że obniża gęstość zapisu o 6%, dodano w celu zapobieżenia przypadkom pojawienia się niskich częstotliwości w pasmie sygnału cyfrowego. W systemie odczytu laserowego wykorzystano bowiem do sterowania serwo mechanizmami dysko fonu sygnały w zakresie od 0 do 20 kHz. Ewentualne składowe w tym zakresie częstotliwości widma sygnału cyfrowego mogłyby niekorzystnie interferować z sygnałami sterującymi serwo mechanizmami. Bity łączeniowe mają wyłącznie charakter operacyjny, nie niosą

dokończenie str. 18

MINIRECENZJE

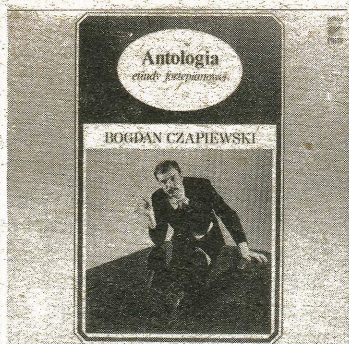
PLĘYT GRAMOFONOWYCH

Właściwa reprodukcja dźwięku, a w konsekwencji doznania artystyczne słuchacza, uzależnione są nie tylko od jakości sprzętu. Jakość odtwarzania wiąże się również z jakością płyty gramofonowej. Dlatego współpracujący z redakcją AUDIO-VIDEO recenzenci punktują nagrań (A), jak też ich jakość techniczną (B). Inne kryteria oceny to: stopień utrafienia w potrzeby rynku (C) i wartości informacji zamieszczonej na kopercie płyty (D).

SKALA OCEN

- 0 – 1 złe
- 2 – 3 słabe
- 4 – 5 przeciętne
- 6 – 7 dobre
- 8 – 9 bardzo dobre
- 10 nadzwyczajne

A	B	C	D
---	---	---	---

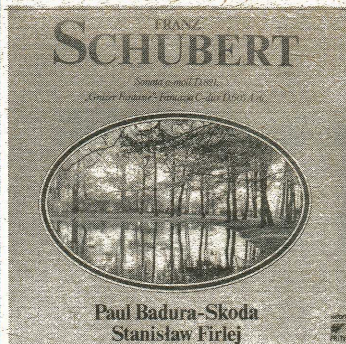


ANTOLOGIA ETIUDY FORTEPIANOWEJ
BOGDAN CZAPIEWSKI
WIFON
LP-054

Wspaniała kolekcja utworów znanych i rarytasów dla smakoszy. Niektóre miniatury zaskakujące swą świeżością i oryginalnością (H. Seling, T. Laszetycki, C. V. Alkan czy F. Liszt – I wersja II Etiudy a-moll). Gra zaangażowana, dynamiczna, zróżnicowana od liryzmu /Białakirew/ do ekstatycznego uniesienia (Skriabin Etiuda dis wykonana nadzwyczajnie). Doskonały zapis dźwięku, wręcz *live presence*; to jest prawdziwy Czapiewski w pełnej skali możliwości kolorystycznych i transcendentnej wirtuozerii. Płyta wytłoczona na świetnej masie (tylko na str. B niewielkie trzaski) ale – niestety częste – pre-echo przed forte. Trzeba wydać vol. 2, w którym znalazłyby się Etiudy Szymanowskiego, Liapunowa etc.

Jan Weber

8-10	9	9	8
------	---	---	---



FRANZ SCHUBERT: Sonata a-moll D.821, „Grazier Fantasie” C-dur D.605 A etc.
PAUL BADURA-SKODA fortepian, STANISŁAW FIRLEJ, wiolonczela
WIFON
LP-050

Muzyka Schuberta znajduje tu wykonawców kompetentnych, choć w sonacie „Arpeggione” jakby skrepowanych sobą, prawdopodobnie z braku przyzwyczajenia do wspólnego muzykowania. Zaletą – dobre brzmienie i równowaga akustyczna obu instrumentów. Interpretacja poprawna, ale bez większego polotu. Pianista lepiej czuje się w utworach solowych. Może w nich zdyskontować wy-czucie pulsu i rytmu tańców wiedeńskich (rzecz niemal nieosiągalna dla obcokrajowców) – analogicznie do mazurków Chopina. Rarytasem repertuarowym – odkryta niedawno – „Fantazja C-dur”. Mankamenty w opisie szczegółów „Tańców Niemieckich” i „Ländlerów”, nazwanych „Lerchenwalzer” (Wal-skowronek)

Jan Weber

7-9	9	8	5
-----	---	---	---

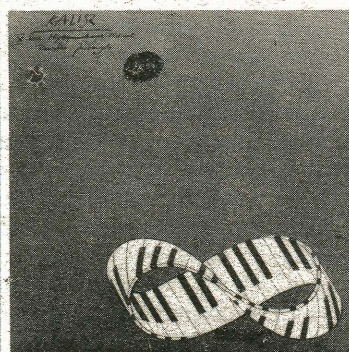


ANTOLOGIA MINIATURY SKRZYPCOWEJ
KAJA DANCZOWSKA skrzypce, JANUSZ OLEJNICZAK fortepian
WIFON
LP-055

Ładna kolekcja *evergreenów* klasycznych. Znana, ceniona i lubiana skrzypaczka, grająca z wdziękiem („Tańcząca Lalka” Poldini-go), choć nieco nerwowo („Melodia” Glucka), a nawet manierycznie („Oberek Bacewiczówny”) i pianista, którego zalet rasowego wirtuoza trochę szkoda do prościutkich akompaniamentów. W interpretacji obok wyrafinowania rytmiczno-artykulacyjnego („Habanera” Ravela i „La plus que lente” Debussy’ego), zasmucająca nieporadność w walcach Kreislera (trzeba było posłuchać – zwłaszcza pianistów – na płytach nagranych z kompozytorem). Dobrze nagrany dźwięk (zwłaszcza „Ave Maria” Schuberta) i niedostatki informacji na kopercie

Jan Weber

5-8	8	9	7
-----	---	---	---

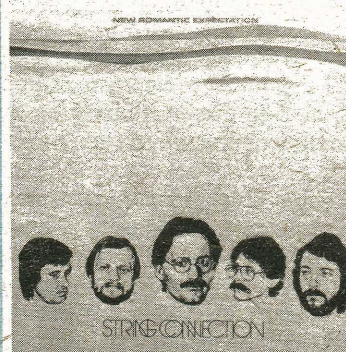


KALISZ – X-lecie Międzynarodowych Festi-wali Pianistów Jazzowych
POLJAZZ
PSJ-114

Ładnie zagrane dwa tematy na stronie A, żart muzyczny Wojciecha Karolaka (pomysłodawcy płyty i koncertu, na którym została nagrana), wreszcie kawałek jam session wraz z jego bałaganem, wdziękiem i atmosferą oraz błyskotliwą solówką Z. Wegehaupta – stanowi-wia wystarczające powody dla wydania płyty. Spora grupa grających na niej pianistów (Wojciech Karolak, Janusz Skowron, Włodzimierz Gulowski, Zbigniew Namysłowski i Haris Simon) może sprawić satysfakcję każdemu miłośnikowi jazzu. Płyta nie szumi, jest niezłe nagrana, choć (może w tłoczeniu?) zgubiono gdzieś skrajne częstotliwości pas-ma. Nagrano 12.XII. 1981 wieczorem.

Andrzej Jaroszewski

4	3	7	4
---	---	---	---

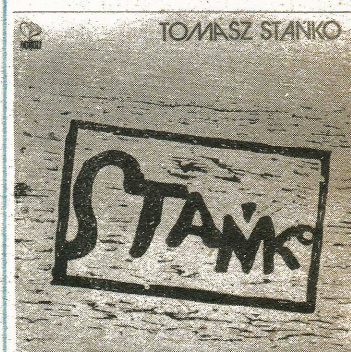


STRING CONNECTION
NEW ROMANTIC EXPECTATION
POLJAZZ
PSJ-126

Druga płyta naszej czołowej grupy budzi moje mieszane uczucia: jest tak poprawna, że aż chłodna. Tęsknię do płyty „String Connection” nagranej na koncercie, z publicznością, z tymi emocjami i z tą ekspresją, jakie ten zespół umie wyzwalać. Mimo tych zastrzeżeń – jest to z pewnością jedna z lepszych płyt wydanych u nas w ostatnich latach. Co najmniej dwa z nagranych tu utworów będą przebojami jazzowymi. Brakuje mi na kopercie płyty jakiegś notki o zespole i jego członkach. Można by wówczas pomyśleć o prezentacji tej płyty zagranicą.

Andrzej Jaroszewski

2	4	6	3
---	---	---	---



TOMASZ STANKO
W PAŁACU PRYMASOWSKIM
POLJAZZ
PSJ-97

Prawdziwa gratka dla wielbicieli talentu Stańki, ale też i jego stałych partnerów z najlepszego – jak dotąd – okresu trębacza. Seifert, Muniak, Suchanek i Stefański tworzyli wraz ze Stańką jedną z najlepszych europejskich grup pierwszej połowy lat 70-tych. Strona B – solowa – dokumentuje obecne poszukiwania Stańki i jest ewenementem w światowej fonografii. Jakość techniczna nagrania żadnej ze stron płyty nie jest najwyższa, mimo to polecam tę płytę ze względu na jej zawartość.

Andrzej Jaroszewski

7	8	9	6
---	---	---	---

Na łamach AV będziemy oceniać płyty gramofonowe produkcji polskiej. Jest tych płyt coraz więcej, podobnie jak rośnie liczba wydawców. Postaramy się, aby dział recenzji AV mógł służyć Czytelnikom za kompletny i miarodajny przewodnik wśród tego, co oferują polskie sklepy muzyczne.



HALINA FRĄCKOWIAK
OGRÓD ŁUŻY
POLSKIE NAGRANIA – MUZA
SX 2346

To kolejna tego typu płytowa propozycja artystycznej spółki Frąckowiak-Skrzek po wydanym w 1977 albumie „Geira”. Poetyckie strofy, tak jak je przeżywa sama piosenkarka, nabierają cech osobistych zwierzeń i fascynacji słowem, metaforą, obrazem i nastrojem. Ten ostatni, wzbogacony brzmieniami instrumentów Józefa Skrzeka, wśród których dominują elektroniczne, jest tu zawsze trafny. Świadczy to o wrażliwości wykonawców, pełnej świadomości podjętych zamierzeń. Poza sferą ingerencji artystów pozostaje techniczna jakość płyty. Trzaski i stuki bardzo tu przeszkadzają. Jeżeli chodzi o realizację, wydaje mi się, że można było uplastycznić nieco głos Haliny Frąckowiak, a dźwiękom akustycznego fortepianu dać szlachetniejszą barwę.

Jerzy Kordowicz

8	7	6	9
---	---	---	---



DWA PLUS JEDEN
BEZ LIMITU
TONPRESS
SX-T 27

Komercja i świeży powiew w wykonaniu DWA PLUS JEDEN jest zapowiedzią atrakcyjnych zmian. Ich zwiastunem jest płyta „Bez limitu”, zawierająca parę wylansowanych już skutecznie w tv i radiu przebojów. Choć nie zgadzam się z przesłaniem otwierającej nowy album piosenki, traktuję muzyczne propozycje DWA PLUS JEDEN jako życiową konieczność artystów działających w sferze estradowej komercji. Niestety, nad płytą unosi się kilka nieprzychylnych zespołowi eterów. Jednym z nich jest zaskakująco uduchowiona realizacja. Zduszone, matowe brzmienie – to albo techniczny błąd w sztuce nagraniowej, albo nieprzyjemna maniera, zagłuszająca ciekawe efektowne pomysły.

Jerzy Kordowicz

8	7	9	5
---	---	---	---



REZERWAT
SAVITOR
SVT 006

Ostry rock wzorowany na post-punkowej monotonii ze skłonnościami do hysterii. Teksty i muzyka wyskandowane. Aranżacje prymitywne (programowo?). Ta głośna muzyka, adresowana do słuchaczy o gustach jeszcze nie ukształtowanych, ma wśród młodych zespołów rockowych swoich przeciwników i fanatycznych zwolenników. Nie sądzę, by nagrania REZERWATU faktycznie odzwierciedlały niepokoje dorastającego pokolenia. Z takiej pseudopoezji się wyrasta... więc traktujmy twórczość tego typu bez niepotrzebnych emocji. Nie wiem czy to wina tłoczenia, czy surowca lecz nowa płyta mocno trzeszczy. Chroniony patentem wzór koperty SAVITORU nie jest praktyczny.

Jerzy Kordowicz

9	5	8	5
---	---	---	---



MAREK BILIŃSKI
OGRÓD KRÓLA ŚWITU
WIFON
LP-053

Marek Biliński, co można przeczytać na kopercie, ma za sobą błądzą przeszłość estradową, a przed sobą rokującą nadzieję artystyczną przyszłość. Zaryzykował zrealizowanie suity utrzymanej w stylu elektronicznego rocka, nawiązując do stylu bliskiego nagraniu modnego Jean Michela Jarre'a. Sądząc z zainteresowania w Polsce muzyką tego typu (czego dowodem frekwencja na koncertach gigantów tego gatunku: Klausego Schulze i Tangerine Dream) – „Ogród króla świtu” stanie się miejscem, do którego słuchacze będą zaglądać z zadowoleniem. Syntezy brzmia atrakcyjnie, co osobom wrażliwym na walory sonorystyczne zasugeruje używanie tego longplay'a także jako płyty frekwencyjnej. Za jej pomocą będzie można pochwalić się przed znajomymi walorami akustycznymi własnego mieszkania. Pokaz będzie efektowny, bo nowa płyta (przynajmniej okazowy egzemplarz) nie trzeszczy.

Jerzy Kordowicz

8	5	6	5
---	---	---	---



STANISŁAW WENGLORZ
DZIŚ DOTARŁEM DO ROZSTAJNYCH DRÓG
POLSKIE NAGRANIA – MUZA
SX 2120

Choć umiejętności wokalne solisty są duże, nie podzielam opinii wyrażonej na okładce longplay'a, iż album Wenglorza zadowolić może najwybredniejszych koneserów, a nie zadowolą również sympatyków piosenkarza, który po latach poszukiwań odnalazł wreszcie swój styl. Cechą interpretacji Wenglorza był i pozostaje brak klarownego artystycznego profilu, jego wykonania nie mają siły sugestywnego oddziaływania na wyobraźnię, tego co cechuje nagrania nietuzinkowe, oryginalne. Artysta często nadużywa ekspresji, czego nie uzasadniają teksty piosenek. Ogólnego obrazu dopełniają aranżacje rzadko kiedy wychodzące poza przeciętność. Realizacja nagrań mało przejrzysta; operowanie planami partii wokalnych – bardzo dyskusyjne.

Jerzy Kordowicz

5	5	5	6
---	---	---	---

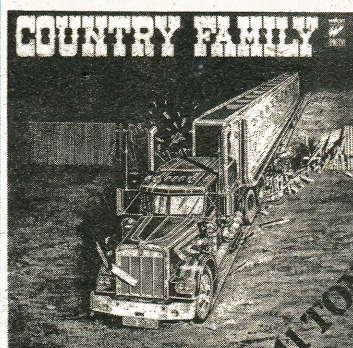


HALINA FRĄCKOWIAK
SERCA GWIAZD
WIFON
LP-051

Wybór utworów stanowi swoiste podsumowanie dokonań Haliny Frąckowiak, której artystycznym niepokojom zawdzięczać możemy wiele znaczących wydarzeń w rodzimej muzyce rozrywkowej. Odkąd solistka zaczęła śpiewać poezję, najchętniej słuchałbym jej w takim właśnie repertuarze, bądź przypominając ją sobie w młodzieńczych przebojach, stanowiących już zamknięty rozdział historii polskiego rocka. „Serca gwiazd” zrealizowane są starannie, nagrania brzmią dobrze. Niemniej nie jest to płyta tak ważna i znacząca jak „Ogród Łuży” lecz też potrzebna. Tłoczenie bardzo dobre. Brak natomiast nazwisk akompaniujących muzyków.

Jerzy Kordowicz

6	7	6	3
---	---	---	---

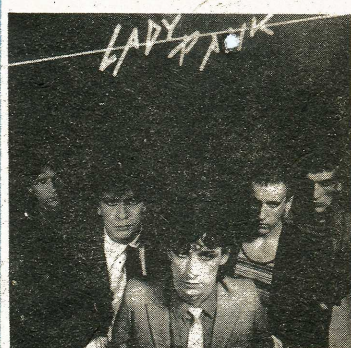


COUNTRY FAMILY
11 TON
WIFON
LP-045

Muzyka country zdobyła sobie zagorzałych zwolenników. Zespół robi wrażenie jakby nie wszyscy jego muzycy czuli ten gatunek. Niektóre wykonania bardzo stylowe, korzystają ze sprawdzonych motywów charakterystycznych dla tradycji country. Te właśnie nagrania najbardziej cieszą lecz nader często urok przyska, gdy rychło okazuje się, że instrumentalci niewiele mają do zagrania i wirtuozami nie są. Nad zespołem ciąży warsztatowe ograniczenie, co nie ułatwia odbioru tej żartobliwej niekiedy muzyki mającej cechy udanego pastiszu. Jako wokalista, kompozytor i instrumentalista wyróżnia się tu Michał Łuszczzyński autor najbardziej stylowych piosenek. Realizacja nagrań mało dźwięczna, solista zbyt wysorowany na pierwszy plan.

Jerzy Kordowicz

4	5	5	5
---	---	---	---



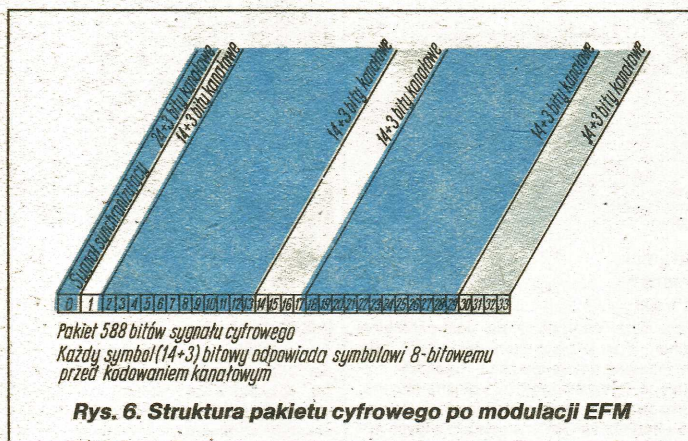
LADY PANK
TONPRESS
SX-T 26

Jeden z najpopularniejszych krajowych zespołów rockowych jest grupą bardzo sprawną. Wytrawni muzycy bawią się tym co robią, w sposób znamionujący profesjonalne przygotowanie. Znane przeboje wydane na tej płycie rokują albumowi natychmiastowe zniknięcie z półek. Choć utwory treściami nawiązują do oczekiwań słuchaczy młodych, wapniaki przy tej muzyce mogą trenować aerobic. Z korzyścią dla siebie bo zachowają dłużej sprawność, a zdobędą przy tym uznanie dzieci. Co nie jest bez znaczenia przy coraz luźniejszych więziach międzypokoleniowych. Zabawa zespołu LADY PANK w muzykę rozgrywa się w brzmieniach szczerkawo-asceetycznych (taka moda!) więc ta płyta nie można sprawdzić wszystkich walorów własnej aparatury hi-fi. Płyta nie trzeszczy.

Jerzy Kordowicz

5	7	9	5
---	---	---	---

dokończenie ze str. 15



żadnej informacji i są likwidowane w dekodерze podczas odczytu. Każde nowe 17-bitowe (14 + 3) słowo kanałowe odpowiada tylko jednemu 8-bitowemu słowu informacyjnemu. Błąd przekłamania lub zaniku w słowie 17-bitowym nie rozprzestrzenia się przy dekodowaniu sygnału cyfrowego poza 8-bitowy symbol reprezentujący sygnał foniczny. Po opuszczeniu kodera kanałowego pakiet operacyjny obejmujący 6 okresów próbkowania (136 μ s) składa się z 588 bitów kanałowych, a mianowicie:

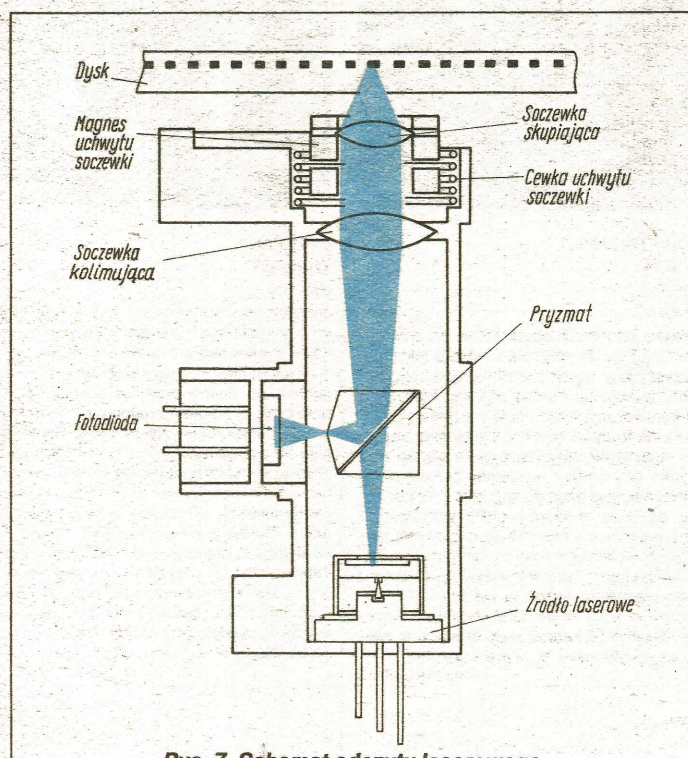
- 336 ($2 \times 12 \times 14$) bitów informacyjnych (sygnały dźwiękowe),
- 112 ($2 \times 4 \times 14$) bitów parytetowych,
- 14 bitów sterowania i prezentacji,
- 102 (34×3) bitów łączeniowych i
- 24 bitów sygnału synchronizującego.

Strukturę pakietu przedstawia rys. 6.

W czasie odczytu dysku promień lasera wybiera w ciągu 1 s

$$\frac{44,1 \text{ kHz}}{6} \times 588 = 4,3219 \text{ Mbitów kanałowych} \quad (4)$$

Dzięki zastosowaniu modulacji EFM widmo częstotliwości



prądu generowanego w dekodерze zamyka się w pasmie 20 kHz – 1,5 MHz.

LASEROWY ODCZYT DYSKU

Schematyczny przebieg odczytu laserowego w dyskofonie przedstawia rys. 7.

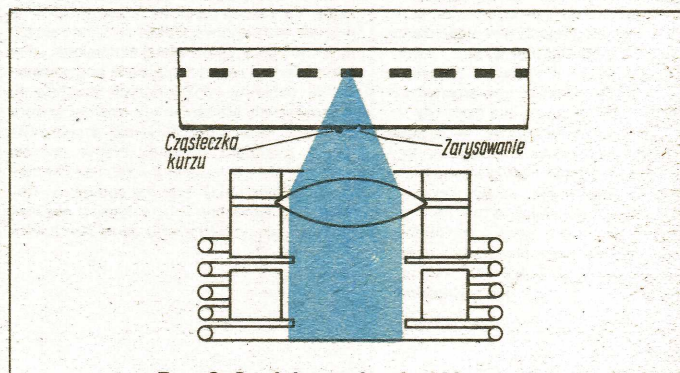
Adapter laserowy składa się z lasera półprzewodnikowego (AlGaAs) pracującego w zakresie podczerwieni ($\lambda = 0,8 \mu\text{m}$), układu optycznego oraz fotodetektora. Moc lasera wynosi 0,3 mW.

Źródło promieniowania laserowego umieszczone jest w ognisku soczewki kolimacyjnej o długiej ogniskowej. Wytworzona w niej wiązka promieni jest zogniskowana na drugim końcu toru laserowego przez soczewkę znajdującą się tuż pod dyskiem. Długość ogniskowej tej soczewki wynosi 4 mm. Soczewka ogniskująca znajduje się w uchwycie sterowanym elektromagnetycznie, co umożliwia poruszanie się soczewki zarówno w kierunku pionowym jak i poziomym. System pryzmatów polaryzujących umieszczony na drodze promienia laserowego jest przezroczysty dla promienia przychodzącego ze źródła, natomiast zachowuje się jak zwierciadło dla promienia odbitego od śladu zapisu, kierując go do fotodetektora.

Promienie lasera są odbijane od powierzchni dysku a wygaszane przez zagłębienia-pity. Warstwa informacyjna dysku, zwrócona śladami zapisu do dołu, jest pokryta warstwą ochronną z przezroczystego polikarbonu. Grubość całkowita dysku wynosi 1,23 mm, zaś warstwy ochronnej 1,2 mm. Spiralny ślad zapisu składa się z pitów o szerokości 0,5 μm . Długość pitów zawiera się między 0,85...3,5 μm . Głębokość pitu wynosi dokładnie 0,11 μm . Została ona tak dobrana, aby zapewnić maksymalne wygaszenie padającego promieniowania laserowego. Mianowicie współczynnik załamania warstwy ochronnej dysku, równy około 1,5, powoduje odpowiednie zmniejszenie długości fali padającej. Głębokość pitu równa się dokładnie 1/4 długości fali promieniowania światła laserowego w warstwie polikarbonu, co prowadzi – dzięki interferencji między falami odbitymi od płaszczyzny dysku i dna pitu – do całkowitej eliminacji promieniowania odbitego od dna. W efekcie prąd odczytu wytwarzany w diodzie detekcyjnej charakteryzuje się bardzo wyraźnymi przejściami między obu stanami binarnymi.

Do zwiększenia ich rozróżnialności przyczynia się ponadto mikroskopijna warstwa aluminium o dużej zdolności refrakcji pokrywająca równomiernie informacyjną powierzchnię i wytłoczone w niej pity.

Wybór soczewki ogniskującej o krótkiej ogniskowej ma za zadanie ułatwić odczyt nawet w warunkach niekorzystnych. Mianowicie wiązka laserowa skupiona na dnie pitu do plamki o średnicy 1 μm , ma na powierzchni warstwy ochronnej dysku stosunkowo dużą średnicę równą 0,8 mm. W związku z



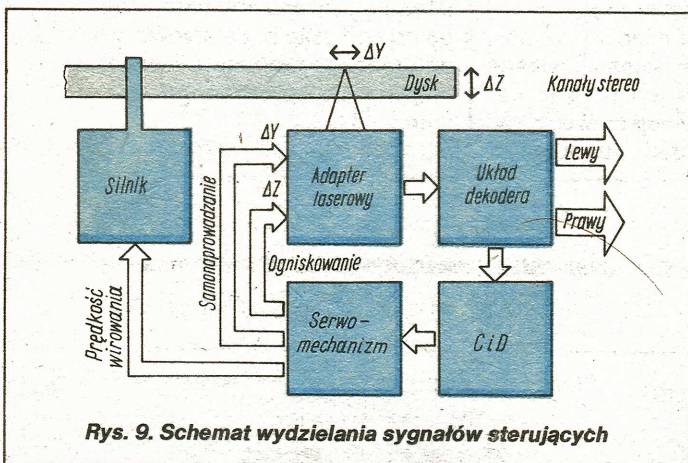
tym drobne wtrącenia, pęcherzyki materiałowe lub rysy na powierzchni warstwy ochronnej, nie zakłócają prawidłowości odczytu (rys. 8). W tym rozwiązaniu, obok kodu CIRC, tkwi również przyczyna stosunkowo małej wrażliwości dysku CD na kurz i zadrapania eksploatacyjne.

Ulokowanie soczewki ogniskującej w ruchomym, sterowanym uchwycie ma uzasadnienie technologiczne. Precyzja wykonania dysku, dotrzymanie tolerancji w zakresie falistości, centryczności jak i równomiernej odległości między spiralami ma swoje granice.

Aby zdać sobie sprawę z precyzji, jaką należy osiągnąć przy odczytywaniu dysku wyobraźmy go sobie w skali 1000 razy większej. Wówczas średnica dysku wyniosłaby 120 metrów, zaś szerokość pitu tylko 0,5 mm, jego głębokość 0,11 mm, a odległość między poszczególnymi kręgami spirali 1,6 mm. Podczas gdy dysk wiruje z prędkością kilkuset obrotów na minutę promień laserowy musi dokładnie przebiegać po śladach zapisu. Jest rzeczą oczywistą, że nie da się zrównoważyć jedynie za pomocą środków mechanicznych niedoskonałości wykonania dysku. Dzięki zastosowaniu ruchomej soczewki udało się skompensować odchylenia mechaniczne sięgające 100-krotnej szerokości plamki.

Autokorekcja serwomechaniczna odczytu laserowego, realizowana za pomocą sygnałów sterujących o częstotliwości w zakresie do 20 kHz obejmuje:

1. Prędkość wirowania dysku,
2. Zbieżność ogniskowania na powierzchni ścieżki,
3. Utrzymywanie strumienia wybierającego na śladzie zapisu.



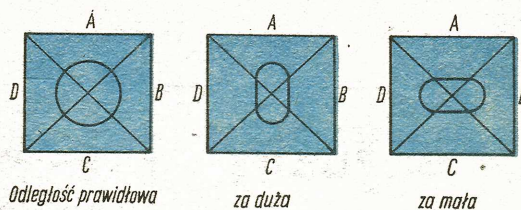
Rys. 9. Schemat wydzielania sygnałów sterujących

Powiązania funkcjonalne między poszczególnymi rodzajami sygnałów autokorekcji i sygnałem odczytu przedstawia schemat blokowy na rys. 9.

Szybkość odczytu dysku jest na całej długości ścieżki stała (Constant Linear Velocity – CLV) i wynosi ok. 1,25 m/s. Odczyt przebiega od środka dysku w kierunku ścieżek zewnętrznych spirali. Prędkość obrotu dysku zmienia się więc z początkowych 500 obr/min do 200 obr/min. Równomierność prędkości odczytu utrzymano za pomocą generatora kwarcowego kontrolowanego sygnałem synchronizującym, zapisanym w każdym pakiecie sygnału. W efekcie, w odtwarzanym sygnale dźwiękowym nie występują zjawiska drżenia ani kołysania dźwięku.

System autokorekcji ogniskowania oparty jest o działanie diody detekcyjnej o specjalnej konstrukcji. Mianowicie jej powierzchnia fotoczuła podzielona jest na cztery sektory. W zależności od odległości soczewki od warstwy odbijającej kształt plamki na powierzchni fotodetektora zmienia się i na poszczególne sektory fotodiody pada różna ilość promieniowania. Z różnicy sygnałów $(A + B) - (B + D)$ powstaje sygnał sterujący serwomechanizmem przesuwu pionowego soczewki skupiającej (rys. 10).

Na podobnej zasadzie działa system samonaprowadzania na

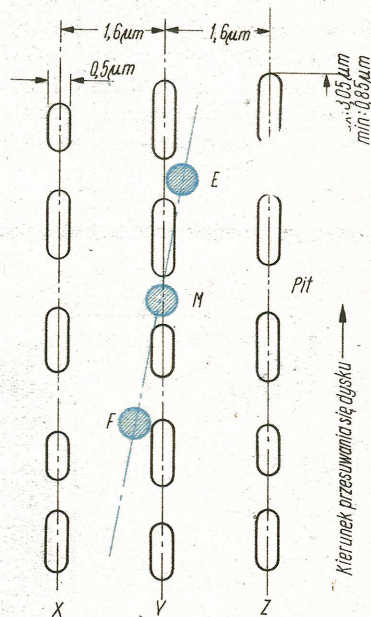


Rys. 10. Mechanizm regulacji zbieżności ogniskowania

śląd. W systemie tym korzysta się z dwóch dodatkowych, pomocniczych promieni laserowych, które powstają przez rozszczepienie za pomocą siatki dyfrakcyjnej, wiązki sygnałowej lasera.

Plamki pochodzące od promieni pomocniczych są zogniskowane na powierzchni dysku z obu stron ścieżki odczytu, na jej granicach, jedna z wyprzedzeniem, druga z opóźnieniem w stosunku do plamki sygnałowej (rys. 11). Promieniowanie odbite strumieni pomocniczych pada na wydzielone powierzchnie światłoczułe detektora, ułożone po obu stronach diody sygnałowej. Jeśli promień odczytujący zboczy ze śladu, prądy wywołane przez promienie pomocnicze przestają być sobie równe, a powstający sygnał różnicowy oddziałuje na łożysko elektromagnetyczne soczewki przesuwając ją w odpowiednim kierunku.

Mimo wprowadzonych w systemie CD układów samostero-



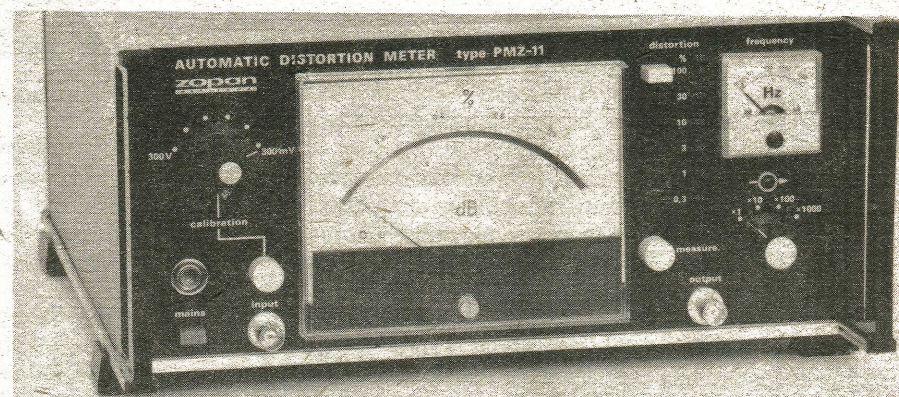
Rys. 11. Kierunek przesuwania się dysku

ogniskowania, trudności technologiczne przy produkcji dysku są nieporównywalnie większe niż w przypadku płyty gramofonowej. Ze względu na miniaturowy ślad zapisu materiał musi spełniać ostre wymagania zarówno co do struktury jak i stabilności wymiarowej w czasie i w różnych warunkach eksploatacji. W początkowej fazie uzysk z produkcji dysków sięgał – podobnie jak w początkowej fazie produkcji układów scalonych – zaledwie 10%. Obecnie notuje się braki produkcyjne w gotowych dyskach na poziomie 50%. Tłocznie pracują w warunkach „białych sal”, gdzie zanieczyszczenie powietrza nie może przekraczać 100 cząstek do średnicy 0,5 mikrometra na stopę sześcienną.

Jerzy Auerbach

Automatyczny miernik zniekształceń nieliniarnych typu PMZ 11

Automatyczny miernik typu PMZ11 firmy KABID-ZOPAN służy do pomiaru współczynnika zawartości harmoniczných przebiegów sinusoidalnych o częstotliwości od 20 Hz do 200 kHz. Zasada pomiaru wywodzi się z definicji współczynnika zawartości harmonicz-



nych określonego jako stosunek wartości skutecznych napięcia zniekształconego sygnału bez składowej podstawowej do wartości pełnego napięcia tego sygnału.

Pomiar wartości zniekształceń jest dokonywany automatycznie natomiast ręcznie należy ustawić poziom sygnału wejściowego, pasmo częstotliwości oraz żądany zakres pomiarowy.

Najmniejszy zakres pomiarowy wynosi 0,3% natomiast zniekształcenia własne przyrządu są mniejsze od 0,04%. Zakres napięć sygnału wejściowego: od 300 mV do 300 V. Dokładność pomiaru:

$\pm 5\%$ w stosunku do pełnego wychyle-
nia wskazówki.

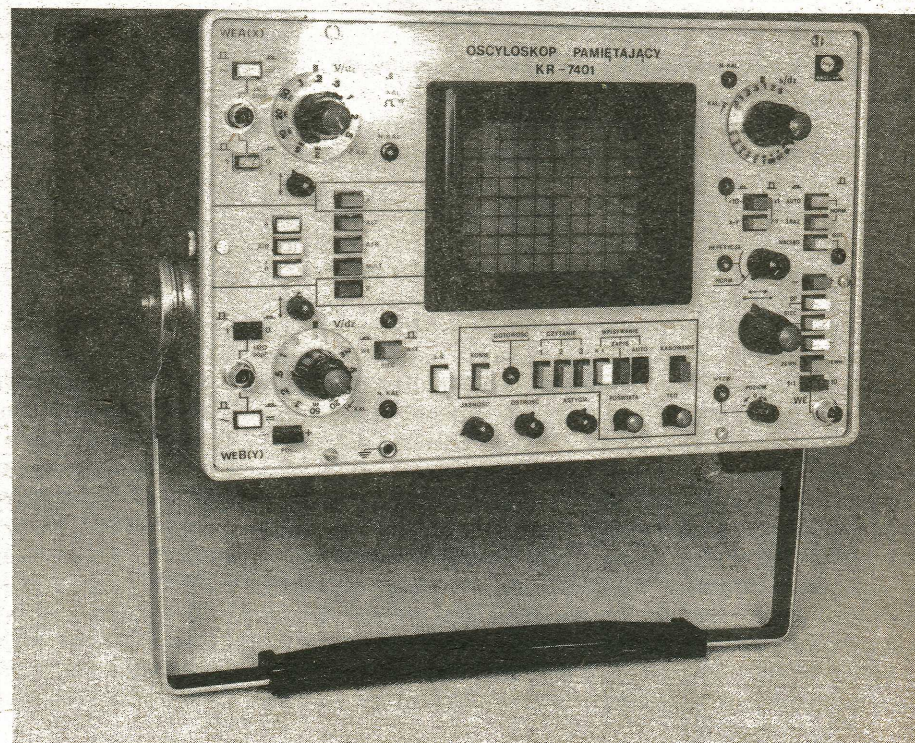
Miernik zniekształceń PMZ11 stanowi bardzo wygodne narzędzie pomiarowe w elektroakustyce, niezawodne w działaniu i niezbędne przy pomiarach urządzeń fonicznych. Jest on wygodny w obsłudze, gdyż po wstępnym ustawieniu sprowadza się ona do wybrania żadanego zakresu pomiarowego. Można go polecić jako podstawowe wyposażenie każdego warsztatu i pracowni zajmującej się sprzętem elektroakustycznym.

Bogdan Zimiński



Oscyloskop z pamięcią typu KR7401

Oscyloskop typu KR7401 firmy Radio-technika we Wrocławiu jest pierwszym, z lampą pamiętającą, produkcji krajowej, który umożliwia oprócz pomiarów tradycyjnych, długotrwałe, ponad 24-godzinne przechowywanie w pamięci przebiegów elektrycznych. Oscylo-



skop zbudowany jest na lampie pamiętającej produkcji NRD typu B13S13 z okrągłym ekranem o średnicy 13 cm co pozwala na uzyskanie użytecznego pola pomiarowego o wymiarach 8×10 działek (1 dz. = 9 mm). Wymagane napięcie przyspieszające wynosi 9,5 kV.

Przy pracy konwencjonalnej przyrząd pracuje jako dwukanałowy oscyloskop służący do obserwacji przebiegów okresowych i jednorazowych w pasmie częstotliwości do 15 MHz. Czułość odchyłania pionowego wynosi od 2 mV/dz do 5 V/dz i jest regulowana przełącznikiem w sekwencji 1-2-5.

Oscyloskop ma jedną podstawę czasu, co zaliczyć należy do wad, gdyż z tego powodu niemożliwa jest obserwacja i pomiar przebiegów o krótkim czasie

trwania i małej częstotliwości jak np. telewizyjnych impulsów cząstkowych pola. Zakres podstawy czasu: od 5 s/dz do 0,5 μ s/dz z możliwością rozciągnięcia 1:10. Rodzaje wyzwalania są typowe jak w innych oscyloskopach tej klasy.

Przy wykorzystywaniu pamięci możliwe są następujące rodzaje pracy oscyloskopu: wpisywanie bistabilne, wpisywanie z możliwością regulacji poświaty, wpisywanie automatyczne, czytanie, pamiętanie i kasowanie.

Dłutotrwałe przechowywanie w pamięci jest możliwe dzięki dużej izolacji elektrod lampy oscyloskopowej. Po zapisaniu danego przebiegu i zablokowaniu strumienia oscyloskop może mieć wyłączone zasilanie. Po ponownym włącze-

niu do sieci zasilającej i przejściu na funkcję „czytanie”, na ekranie oscyloskopu otrzymuje się zapamiętany przebieg.

Wadą oscyloskopu typu KR7401, tak zresztą jak wszystkich oscyloskopów z lampą pamiętającą, jest mała jasność. Wady tej nie mają oscyloskopy z pamięcią cyfrową, które są bardziej nowoczesne ale trudniejsze do wykonania.

Oscyloskop można zalecić do pomiarów specjalistycznych, przy których możliwość zapamiętania przebiegu ułatwia lub wręcz umożliwia pomiar. Natomiast przy pomiarach konwencjonalnych jego przydatność jest ograniczona.

Bogdan Zimiński



AV-HOBBY

Do wykonania nawet przez mało doświadczonych

Konwerter UKF

Z PASMA 100 MHz NA PASMO 60 MHz BEZ PRZESTRAJANIA RADIOODBIORNIKA!

Odbiorniki radiowe pracujące w pasmie UKF 88...108 MHz (standard CCIR) nie odbierają krajowych stacji radiofonicznych, które pracują w pasmie 65,5...74 MHz (standard OIRT).

Jednym ze sposobów umożliwiających odbiór pasma 65,5...74 MHz przez te odbiorniki jest zastosowanie konwertera włączanego między anteną a wejście FM (gniazdo antenowe) odbiornika. Konwerter taki pozwala odbierać program UKF bez konieczności dokonywania jakichkolwiek zmian lub przeróbek w odbiorniku.

Konwerter antenowy, którego budowę proponujemy, jest urządzeniem stosunkowo prostym i możliwym do wykonania nawet przez mało doświadczonego radioelektronika. Schemat konwertera przedstawiono na rys. 1. Zaznaczono na nim również zakres częstotliwości, jaki pojawi się na wyjściu konwertera w wyniku zmieszania sygnałów z pasma OIRT (65,5...74 MHz) z sygnałem heterodyny 164 MHz. Oczywiście oprócz sygnałów pożądanego $f_h - f_s$ na wyjściu pojawiają się również sygnały „lustrzane” $f_h + f_s$. Występowanie oraz poziom pozostałych składowych zależy od symetrii obwodów.

W wykonanym na zlecenie Redakcji „AV” modelu, uzyskano dobre rezultaty: sprawdzono działanie konwertera zarówno z odbiornikami bardzo wysokiej klasy, jak i z popularnymi oraz stwierdzono, że ich podstawowe parametry mierzone łącznie z konwerterem nie uległy pogorszeniu.

Do zasilania wykorzystano zasilacz do kalkulatorów elektronicznych o napięciu 9 V produkcji Zakładów UNITRA-ZATRA typ ZS 0,15/9/2. Można również wykorzystać zasilacz odbiornika – prąd pobierany przez konwerter nie przekracza kilkunastu mA. Napięcie zasilające powinno mieścić się w granicach 6...12 V.

OPIS UKŁADU

W konwerterze zastosowano układ scalony UL1042N, który pracuje jako zrównoważony, iloczynowy mieszacz samodrgający. Sygnał z anteny (300 Ω lub 75 Ω), doprowadzony jest do układu scalonego przez symetryzator L1-L2 sprzężony indukcyjnie z obwodem wejściowym L3C1, który jest dostrojony do częstotliwości środkowej pasma OIRT (ok. 70 MHz).

Układ heterodyny jest symetryczny (obwód

L7C2) z dzielnikiem pojemnościowym C3, C4, C5. Generuje ona sygnał o częstotliwości ok. 164 MHz. Rezystory R1 i R2 zwiększają prąd płynący przez źródła prądowe i w konsekwencji zwiększają nachylenie przemiany.

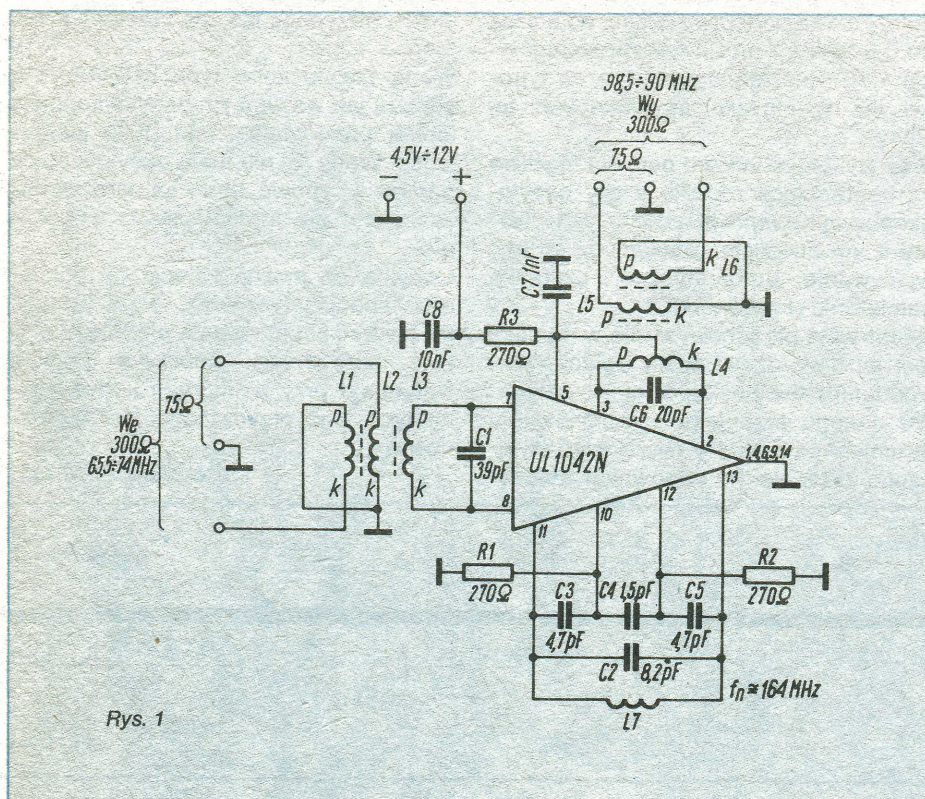
Do symetrycznego wyjścia układu scalonego dołączony jest obwód wyjściowy L4C6, dostrojony do częstotliwości ok. 94 MHz ($164 - 70 = 94$ MHz). Z obwodem wyjściowym jest sprzężony indukcyjnie symetryzator L5 -L6. Konwerter można dołączyć do symetrycznego, jak i niesymetrycznego wejścia antenowego radioodbiornika.

WYKONANIE KONWERTERA

Konwerter należy zmontować na płytce drukowanej, której widok od strony druku przedstawiono w skali 1:1 na rys. 2, a od strony elementów na rys. 3.

Cewki L1, L2, L3 należy nawinąć na tym samym rdzeniu ferrytowym. Wykorzystano tu rdzeń o oznaczeniu RGMr 4x0,75x10/U-31 stosowany w filtrach p.cz. FM. Wszystkie cewki mają po 4 zwoje drutu DNE 0,12 i są nawinięte równocześnie trzema drutami. Tak samo należy zrobić cewki L4, L5 i L6 z tym, że w środku (po dwóch zwojach) cewki L4 należy wykonać odczep. Cewki należy nawinąć starannie i uważnie lutować do płytki, żeby nie pomylić początku i końca w każdej cewce.

Cewka heterodyny L7 jest cewką powietrzną, ma 5 zwojów i została nawinięta drutem DNE 0,8 (może być srebrzanka). Średnicą wewnętrzną cewki wynosi 5 mm, a długość uzwojenia 10 mm. Najłatwiej wykonać ją nawijając drut na wałku (np. na wiertle $\varnothing 5$).



Rvs. 1

Kabel antenowy do wejścia i do wyjścia konwertera został przylutowany do płytki drukowanej.

Napięcie zasilające doprowadzone jest przez gniazdo słuchawkowe GS-2 przylutowane do płytki.

Płytką drukowaną została umieszczona w prostopadłościennym pudełku o wymiarach zewnętrznych 40x50x 20 mm, wykonanym z blachy mosiężnej o grubości 1 mm.

URUCHOMIENIE

Po dołączeniu napięcia zasilającego należy stroić cewkę heterodyny L4 przez ściskanie lub rozciąganie zwojów tak, aby uzyskać częstotliwość drgań ok. 164 MHz. Częstotliwość najwygodniej mierzyć za pomocą falomierza interferencyjnego lub absorbcyjnego. Heterodynę można również zestroić wykorzystując radiodbiornik, do którego budujemy konwerter, z zachodnim zakresem UKF (CCIR). Po dołączeniu anteny do konwertera, a konwertera do radiodbiornika, włączamy zakres UKF i ustawiamy regulatorem strojenia częstotliwość ok. 94 MHz. Strojenie przeprowadzamy ścisając i rozciągając cewkę L4 tak, aby uzyskać odbiór którejś z

krajowych stacji radiofonicznych UKF. Sprawdzamy na jakiej częstotliwości ta stacja pracuje. Następnie od częstotliwości heterodyny (164 MHz) odejmujemy częstotliwość tej stacji (fs). otrzymaną wartość częstotliwości (164 MHz – fs = fo) ustawiamy na skali odbiornika. Jeżeli ta częstotliwość (fo) była wyższa od poprzednio ustawionej częstotliwości 94 MHz to cewkę L4 należy rozciągnąć, a jeżeli niższa, to ścisnąć tak, aby ponownie odebrać tę samą stację. Heterodyna będzie wówczas generować częstotliwość ok. 164 MHz.

Obwody wejściowy i wzmacniacz w.c.z. wykonane wg opisu nie wymagają strojenia. W środek cewki heterodyny należy włożyć kawałek gąbki (pianki poliuretanowej) i zalać czerzyną (ewentualnie stearyną) aby usztywnić cewkę mechanicznie.

Wykaz elementów

Układ scalony UL1042N

Kondensatory ceramiczne KCPf:

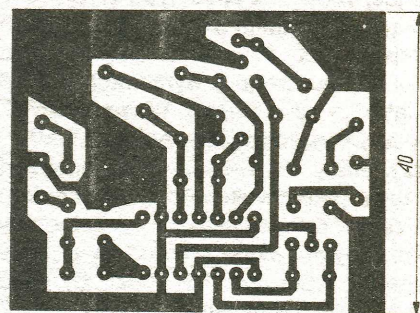
C1 - 39 pF

C2 – 8,2 pF

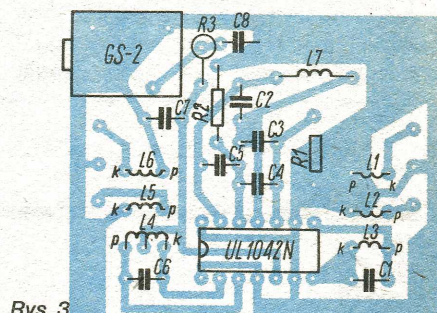
C3, C5 – 4,7 pF

C4 – 1.5 pF

C6 - 20 pF



Rys. 2



Rys. 3

Kondensatory ferroelektryczne KFPf:

C7 - 1 nF

C8 - 10 nF

Rezystory: wszystkie typu RWW 0,2 W lub
OWZ 0,125 W – 270 Ω (3 szt.)

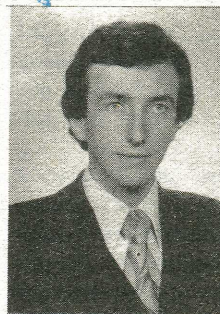
Gniazdo słuchawkowe GS-2

Cewki wg opisu.

Stanisław Celmer


Mgr inż. Stanisław

Celmer, 33, absolwent Wydziału Elektroniki Politechniki Warszawskiej pracuje od 1977 r. w COBRESPU. Specjalność: technika odbioru radiowego ze szczególnym uwzględnieniem układów w.cz. i główek UKF.



Płytę z obwodem drukowanym można nabyć (na miejscu lub za zaliczeniem pocztowym) w sklepie UNITRA-SERWIS w Bydgoszczy, ul. Magnuszewska 8, 85-861 Bydgoszcz, centr. tel. 61-89-11.



 Prezes firmy japońskiej JVC Ichiro Shinji zapytany w wywiadzie, czy właściciel znanej firmy elektronicznego sprzętu Max Grundig podczas swego pobytu w Japonii prowadził pertraktacje na temat licencji na produkcję magnetowidów systemu VHS, odpowiedział, że nic mu o takich pertraktacjach nie wiadomo, natomiast jest przekonany, że Grundig nie miałby najmniejszych szans na uzyskanie takiej licencji. Jak wiadomo firma Grundig jest współinicjatorem europejskiego systemu magnetowidowego V-2000, a jej właściciel gorącym zwolennikiem wspólnego frontu firm europejskich przeciw inwazji japońskich wyrobów elektronicznych. (k)



Komputer domowy do samodzielnego wykonania ⁽¹⁾

Mikrokomputer COBRA 1

**SYSTEM MIKROKOMPUTEROWY
ZBUDOWANY NA MIKROPROCESO-
RZE Z-80 Z WYKORZYSTANIEM TE-
LEWIZORA JAKO MONITORA ALFA-
NUMERYCZNEGO I MAGNETOFONU
KASETOWEGO JAKO PAMIĘCI MA-
SOWEJ.**

Wykonanie w warunkach domowych systemu mikroprocesorowego, który mógłby spełniać funkcje mikrokomputera lub układu sterującego, spotyka się z coraz większym zainteresowaniem. Dlatego też proponujemy wykonanie takiego systemu w oparciu o schematy i dokumentację sukcesywnie zamieszczaną w „Audio-Video”.

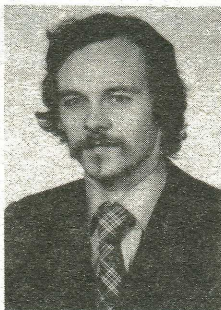
Przewidujemy wykonanie systemu o następujących właściwościach:

- wprowadzenie programów z klawiatury,
 - współpraca z magnetofonem jako pamięcią masową do przechowywania programów,
 - wykorzystanie odbiornika telewizyjnego jako monitora ekranowego,
 - współpraca z dowolnym urządzeniem zewnętrznym przez układy WE/WY
- Współpraca systemu z magnetofonem kasetowym umożliwi przechowywanie wielu programów oraz wymianę kaset z programami między użytkownikami takich samych systemów.

Możliwości samodzielnego wykonania systemu

Przystępując do samodzielnego wykonania systemu mikrokomputerowego należy zapewnić sobie możliwość użytkowania oscyloskopu z pasmem co najmniej 10 MHz, który będzie niezbędny przy uruchamianiu układu.

Samodzielne uruchamianie systemu wymaga od wykonawcy znajomości działania układów scalonych wchodzących w jego skład. Zakładamy, że wiadomości te są czytelnikowi znane i dlatego nie będziemy omawiać szcze-



Mgr inż. Andrzej Sirko, 32, absolwent Politechniki Gdańskiej. Pracuje od 1979 r. w COBRESPU (oddział w Białymstoku). Kieruje pracownią miernictwa elektronicznego. Specjalność: elektronika ciała stałego.

gółowej budowy i działania mikroprocesora i innych układów wielkiej skali integracji. Proponujemy natomiast lekturę obszernej literatury na ten temat. Podajemy przykłady w języku polskim:

Badźmirowski K., Pierikos J., Piestrzyński W.: Systemy mikroprocesorowe, WNT 1981.

Pelka H.: Od algebry połączeń do mikroprocesora, WKŁ 1980.

Pawłowski M. i inni: Układy mikroprocesorowe serii Intel 8080. Motorola 6800 Am 2900. Wydawnictwa Politechniki Warszawskiej 1981.

Misiurewicz P.: Systemy mikrokomputerowe. Wydawnictwo Szkolne i Pedagogiczne 1982.

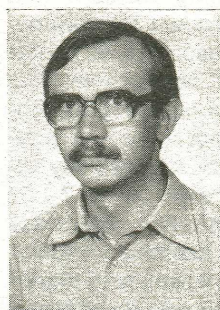
Grabowski J., Kościłacz S.: Podstawy i praktyka programowania mikroprocesorów, WNT 1980.

Jak już wspomnieliśmy, w kolejnych odcinkach dostarczać będziemy informacji umożliwiających samodzielne wykonanie mikrokomputera. Będą to:

- schematy elektryczne
- schematy montażowe
- opisy układów
- rysunki druku
- schematy okablowania
- sposoby uruchamiania i testowania systemu
- omówienie procedur i listingi programów MONITOR i MICROBASIC
- opisy i przykładowe programy gier telewizyjnych.

Zamieścimy też szczegółowe uwagi i rady konstrukcyjne.

Znane są nam trudności związane z wykonaniem przedstawionego systemu takie jak zakup elementów, wykonanie płytek drukowanych czy klawiatury, programowanie pamięci statych. Dołożymy starań, aby pomóc w ich rozwiązaniu. Będą to często działania natury organizacyjnej. Na przykład spróbujemy zainicjować produkcję wszystkich płytek drukowanych do naszego mikrokomputera. Podamy też wskazówki wykonania klawiatury we własnym zakresie sposobem domowym.



Mgr inż. Grzegorz Gancarz, 31 absolwent Politechniki Gdańskiej. Pracuje od 1978 r. w COBRESPU (oddział w Białymstoku) jako starszy asystent. Specjalność: miernictwo elektroniczne.

Zdajemy sobie sprawę, że zdobycie układów scalonych nie jest proste i dlatego system nasz w miarę możliwości opieramy na zastosowaniu elementów krajowych. Elementy te, a zwłaszcza układy PIO i generator znaków, należy zakupić w specjalistycznych sklepach. Ceny tych elementów są podobne do cen wolnorynkowych, a ich jakość jest wtedy gwarantowana.

Niestety nie wszystkie układy można w tych sklepach kupić. Dotyczy to zwłaszcza mikroprocesora i pamięci. Rozważania nad sposobem obniżenia ich ceny podajemy niżej.

Konstrukcji mechanicznej mikrokomputera nie będziemy omawiać. Uważamy bowiem, że możliwości wykonawcze przy samodzielnym opracowywaniu mogą być tak rozmaite, że narzucenie jednego rozwiązania utrudniałoby tylko pracę nad obudową mikrokomputera.

Wybór rozwiązania

Przystępując do wykonywania systemu mikroprocesorowego, musimy uwzględnić dostępność układów na rynku. Jedynym systemem produkowanym w kraju jest system mikroprocesora 8080 firmy INTEL. Produkcję jego wraz z układami współpracującymi rozpoczęło CEMI oznaczając ten układ MCY7880.

Jednocześnie jednak szerokie grono entuzjastów zajmujących się samodzielnym wykonywaniem systemów mikroprocesorowych preferuje system oparty na mikroprocesorze Z-80. Jego przewaga nad MCY7880 (INTEL 8080) jest znaczna i wynika głównie z większej liczby rozkazów (158 dla Z-80 w porównaniu z 78 dla 8080) a w naszym zastosowaniu – również z możliwości bezpośredniej współpracy z pamięciami dynamicznymi (odświeżanie danych bez stosowania dodatkowych układów). Ponadto przy opracowywaniu programów dla systemu Z-80 wykorzystujemy przeciętnie o ok. 40% obszaru

pamięci mniej, niż dla 8080. Jednocześnie, stosując Z-80 potrzebujemy mniej układów dodatkowych niezbędnych dla jego współpracy z całym systemem, a więc w końcowym rozliczeniu system oparty na Z-80 będzie tańszy. Jest on ponadto dużo efektywniejszy pod względem konstrukcyjnym i programowym. Warto wspomnieć, że lista rozkazów MCY7880 jest podzbiorem listy Z-80 i każdy program napisany na procesor INTEL 8080 może być wykorzystany bez zmian. Powyższe względy zdecydowały o wyborze procesora Z-80. Następną sprawą jest wybór organizacji systemu. Zakładając szerokie wykorzystywanie pamięci masowej, jaką stanowi magnetofon, oraz dążąc do minimalnego kosztu opracowania przyjmujemy organizację systemu przedstawioną na rys. 1.

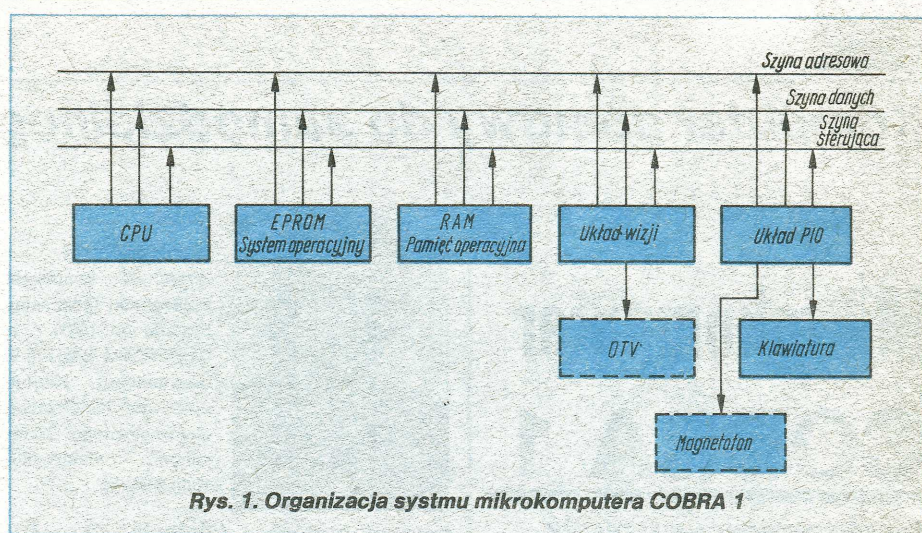
Dalszą decyzją jaką należy podjąć jest określenie proporcji między oprogramowaniem stałym, a więc liczbą pamięci stałych typu EPROM, a ilością oprogramowania, które można wpisać do pamięci operacyjnej.

Każdy użytkownik systemu mikroprocesorowego chciałby mieć dobry program typu ASSEMBLER, DISASSEMBLER i oczywiście dobry język np. BASIC. Zapisanie tych programów w pamięci typu EPROM prowadziłoby do dużych kosztów. Programy te, z wyjątkiem DISASSEMBLERA, mogą zajmować obszar pamięci nawet do kilkunastu kbajtów.

Przy cenie od 6 do 10 tysięcy złotych za pamięć EPROM 4-kbajtową (cena wolnorynkowa – C.W.), cena systemu byłaby zbyt duża. Dlatego proponujemy system o niedużym obszarze pamięci stałej, w którym będzie przechowywany tylko podstawowy system operacyjny. Taka pamięć będzie kosztowała do 3 tys. zł (C.W.).

Przejdźmy teraz do rozpatrzenia pamięci operacyjnej. UNITRA – CEMI produkuje pamięć statyczną z oznaczeniem MCY7102 o organizacji 1024×1 bit. Najtańsza wersja tej pamięci MCY7102D kosztuje około 600 zł (cena państwowa – C.P.). Jak łatwo obliczyć pamięć operacyjna obejmująca obszar 16 kbajtów kosztowałaby $600 \times 8 \times 16 = 76\,800$ zł! Jest rzeczą oczywistą, że mocno odradzamy taki zakup. Natomiast polecamy zakup pamięci dynamicznych 4116 o organizacji $16\,384 \times 1$ bit. Przy cenie wolnorynkowej około 1200-1500 zł za sztukę pamięć operacyjna o tej samej wielkości będzie kosztowała około 9600 – 12 000 zł. Różnica jest więc widoczna.

Dysponując systemem z podanym wy-



Rys. 1. Organizacja systemu mikrokomputera COBRA 1

żej obszarem pamięci operacyjnej i z systemem operacyjnym typu MONITOR, zawartym w pamięci stałej, jesteśmy już w stanie użytkować dowolny z wymienionych wcześniej programów – oczywiście po „wczytaniu” go z naszej „pamięci masowej” – jaką jest magnetofon.

Oprogramowanie podstawowe System operacyjny MONITOR

W przyjętym rozwiązaniu system operacyjny MONITOR będzie mieścił się w programowanej pamięci stałej typu EPROM. Typowy system operacyjny MONITOR zawiera między innymi następujące możliwości:

- wprowadzenie programu w kodzie heksadecymalnym z klawiatury, czytnika taśmy perforowanej lub innego urządzenia zewnętrznego,
- wyprowadzenia programu umieszczonego w pamięci operacyjnej w postaci heksadecymalnej na urządzenie zewnętrzne,
- możliwość zmiany zawartości komórek pamięci oraz rejestrów procesora,
- wyświetlenie zawartości rejestrów procesora,
- wykonanie programu od zadanego adresu,
- wprowadzenie oraz wyprowadzenie danych lub programu z pamięci operacyjnej na magnetofon.

Powyższe procedury umieszczone w programie zarządzającym umożliwiają uruchomienie nowych programów napisanych w języku maszynowym oraz na umieszczenie języka wyższego rzędu jak np. wspomniany już BASIC.

Mikroprocesor

Centralnym układem naszego systemu jest mikroprocesor i układy współpracujące z nim jak bufory szyn oraz deko-

dery sygnałów sterujących. Układ mikroprocesora Z-80 zawiera następujące zespoły funkcjonalne:

- układ rejestrów i logikę adresów,
- zespół arytmetyczny i logiczny (ALU),
- rejestr instrukcji i układy sterowania,
- dwukierunkowy, trójstanowy bufor magistrali danych,
- jednokierunkowy, trójstanowy bufor magistrali adresowej,
- licznik programu (PC) – 16 bitów,
- wskaźnik stosu (SP) – 16 bitów,
- rejestry (A, B, C, D, E, H, L, A', B', C', D', E', H', L', F, F', (I, R, IX, IY).

Sekcja rejestrów składa się z zespołu komórek RAM.

Zestaw instrukcji, jakie wykonuje mikroprocesor, można podzielić na następujące grupy:

- przesyłania danych
- instrukcje arytmetyczne
- logiczne
- rotacje
- ustawienia bitu
- skoku
- przerywania programu.

Układ sterujący

Układ ten wytwarza sygnały sterujące niezbędne do bezpośredniej współpracy jednostki centralnej z pamięciami i układami obsługującymi wejścia i wyjścia systemu. Sygnały kontrolne tworzą magistralę kontrolną systemu. Są to następujące sygnały:

MEMR – sygnał czytania danych z pamięci

MEMW – sygnał wpisu danych do pamięci

I/OR – sygnał czytania danych z wejścia

I/OW – sygnał wpisu danych do wyjścia

INTA – sygnał potwierdzający przyjęcie przerwania przez jednostkę centralną.

Pamięć operacyjna

Proponowany obszar 16 kbajtów pamięci operacyjnej zbudowany będzie przy użyciu pamięci dynamicznej RAM 4116 o organizacji $16k \times 1$ bit. Służyć ona będzie jako pamięć operacyjna, w której będziemy umieszczać programy użytkowe. Jednocześnie będziemy korzystać z niej przy przechowywaniu danych przejściowych oraz zawartości rejestrów procesora.

Pamięć stała

Jak już wspomniano, system operacyjny MONITOR będzie zawarty w pamięci EPROM. Przewidujemy, że program ten zmieści się w pamięci 2 kbajtów. Trudny, w naszych warunkach, problem programowania tych pamięci będzie omówiony szczegółowo w jednym z dalszych artykułów.

Układy wejścia/wyjścia

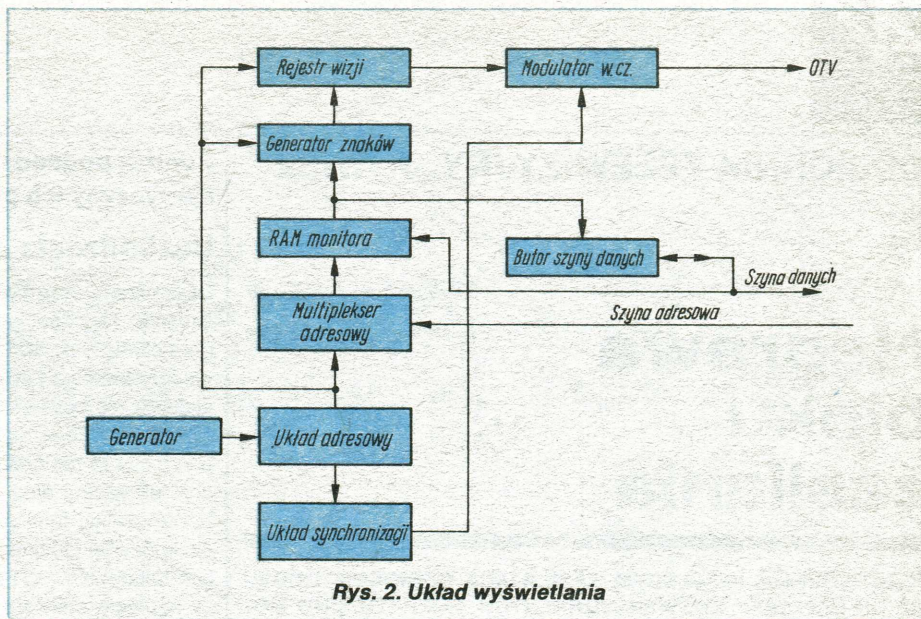
Umożliwią one współpracę systemu mikroprocesorowego z dowolnym urządzeniem zewnętrznym. Tym układem będzie PIO MCY7855. Jest to układ wyposażony w trzy kanały, każdy po 8 bitów. Programując go za pomocą jednego słowa sterującego można jednoznacznie określić konfigurację wszystkich kanałów. Wszystkie kanały mogą być kanałami wejściowymi lub wyjściowymi. Jeden z kanałów będziemy wykorzystywać do współpracy z klawiaturą oraz jako układ we/wy do zapisu programu na magnetofon lub do wczytania programu z magnetofonu do pamięci operacyjnej.

Układy wyświetlania

Układ wytwarzania sygnału wizji i sterowania wyświetlaniem znaków alfanumerycznych umożliwi nam wykorzystanie posiadanego przez nas odbiornika telewizyjnego jako monitora alfanumerycznego. Da to nam możliwość wizualizacji obszarów pamięci, końcowych obliczeń i wyników pośrednich oraz przedstawienie w postaci graficznej np. prostych wykresów. Powyższy układ (rys. 2) zbudowany jest z takich układów funkcjonalnych jak:

- pamięć RAM monitora ekranowego,
- układ adresowy pamięci monitora,
- układ generacji impulsów synchronizacji,
- multiplexer adresów,
- generator znaków,
- rejestr wizji i modulator w.cz.,
- układ bufora szyny danych.

Pamięć RAM monitora ekranowego służy do przechowywania kodów znaków przeznaczonych do wyświetlania. Ilość komórek tej pamięci decyduje o ilości wyświetlanych znaków na ekranie telewizora.



Rys. 2. Układ wyświetlania

Układ adresowy pamięci monitora, w sposób synchroniczny z impulsami synchronizującymi obraz, dostarcza kolejnych adresów, które podawane są bezpośrednio na wejścia adresowe pamięci RAM monitora oraz na najmłodsze wejścia adresowe generatora znaków alfanumerycznych.

Układ generacji impulsów synchronizacji poziomej i pionowej jest związany z układem adresowym monitora. Wytwarzane w nim impulsy wygaszania, synchronizacji w połączeniu z impulsami wizji wychodzącymi z rejestru wizji są przesyłane do układu generatora w.cz. i powodują modulację AM. Zmodulowany w ten sposób sygnał w.cz. jest podawany na wejście antenowe telewizora. Multiplexer adresów w zależności od stanu podaje do pamięci RAM monitora ekranowego adres odczytu do wyświetlania kolejnego znaku alfanumerycznego lub adres wystawiony przez mikroprocesor.

Generator znaków jest pamięcią typu ROM lub EPROM zawierającą dane odpowiadające graficznej formie znaku. Rejestr wizji zbudowany jest przy użyciu układu równoległoszeregowego np. 74165. Na wejście zegarowe tego układu są podawane impulsy taktu generatora odpowiadające kolejnym kropkom w linii wizyjnej. Na wejście ładujące (LOAD) są podawane impulsy taktu odpowiadające jednej linii pola znaku alfanumerycznego. Na wejścia równoległe wchodzi informacja podawana z układu generatora znaków. Informacja ta po przetworzeniu w postaci równoległej na szeregową i po zmieszaniu z impulsami synchronizacji oraz wygaszania powrotów jest podawana na wejście modulujące generatora w.cz.

Układ bufora szyny danych pozwala na niezależną pracę układu monitora ekr-

nowego oraz całego systemu. Jednocześnie umożliwia on bezpośredni dostęp mikroprocesora do szyny danych pamięci RAM monitora.

Omówione powyżej w sposób skrótowy układy funkcjonalne wchodzące w skład systemu, będą opisane szczegółowo, w następnych numerach „AV”.

Andrzej Sirko, Grzegorz Gancarz

Od Redakcji

Mgr inż. Andrzej Sirko jest konstruktorem i zarazem wykonawcą mikrokomputera osobistego, który służy zarówno do uprawiania gier telewizyjnych, jak również do przeprowadzania obliczeń inżynierskich. Redakcja „AV” zaproponowała inż. Sirce i umożliwiła mu opracowanie mikrokomputera, który mógłby być wykonany sposobem domowym przy zachowaniu wszystkich podstawowych cech operacyjnych urządzenia wyprodukowanego przemysłowo. W cyklu artykułów w „AV” inż. Sirko wraz ze swoim kolegą inż. Grzegorzem Gancarzem będzie – jak gdyby na oczach Czytelników – konstruował cały system – zapewniając tym, którzy będą go dokładnie naśladować, osiągnięcie takich samych rezultatów. Ponieważ samo przedsięwzięcie nie jest tanie, sądzimy, że idea stopniowej realizacji, etapami, od numeru do numeru pisma, własnego mikrokomputera będzie odpowiadała Czytelnikom. Własności systemu są określone w pierwszym artykule. Kalkulację kosztów będziemy mogli przedstawiać w kolejnym numerze „AV”. Gwarancją powodzenia przedsięwzięcia jest przede wszystkim mikrokomputer inż. Sirki już zbudowany i niezawodnie pracujący, choć bardziej skomplikowany niż model proponowany Czytelnikom do wykonania. Aby zweryfikować prezentowane przez autorów opisy i schematy, jedna z pracowni COBRESPU podejmie budowę takiego systemu wyłącznie w oparciu o artykuły przeznaczone do druku w „AV”.

ODBIORNIK TELEWIZYJNY „JOWISZ”

Naprawa bloku zasilania

PRZETWORNICA IMPULSOWA ZASILAJĄCA ODBIORNIK ODBIEGA OD UKŁADÓW KONWENCJONALNYCH. ROZPATRZONO MOŻLIWE WYSTĘPUJĄCE PRZYPADKI USZKODZEŃ.

Wysokie wymagania jakie są stawiane układom zasilania nowoczesnego odbiornika telewizji kolorowej spowodowały, że do OTVC „Jowisz” został skonstruowany blok zasilania pracujący na zasadzie przetwornicy impulsowej. Oznaczony symbolem BZ2001 blok zasilania OTVC „Jowisz” (rys. 1) jest synchronizowany przebiegiem impulsowym 15 625 Hz. Głównym odbiorcą energii jest blok odchyłania BO2001, zasilany impulsowo napięciem przemiennym 650 Vpp i pobierający około 80% mocy całego odbiornika. Nie można zatem rozpatrywać bloku zasilania jako części niezależnej, gdyż poprawna praca zależy zarówno od jego synchronizacji z pracą pozostałych bloków jak i charakteru obciążenia. O specyfice tej należy pamiętać podczas lokalizacji uszkodzeń i dokonywaniu naprawy. Większość napraw może dokonać nawet mało zaawansowany radioamator, posługując się miernikiem uniwersalnym np. UM-4 lub podobnym, przeznaczonym do pomiaru napięć stałych i zmiennych do około 600 V, oraz omomierzem do pomiaru rezystancji.

Zdarzają się jednak uszkodzenia bardziej skomplikowane. Radioamatorzy doświadczeni i dysponujący odpowiednim sprzętem pomiarowym mogą dokonać naprawy i takich uszkodzeń. Należy jednak pamiętać o tym, że przetwornica zasilana z sieci 220 V pracuje impulsowo, co pociąga za sobą konieczność odpowiedniego ukształtowania przebiegów napięciowych i prądowych, czyli uzyskania prawidłowego kształtu impulsów, czasów narastania i opadania zboczy oraz wymaganej amplitudy. W związku z tym czasami zachodzi konieczność posługiwania się także oscyloskopem np. OS-150 produkcji polskiej wraz z sondą napięciową 1:50 na napięcia do 1000 V, oraz sondą prądową np. P6021 f-my Tektronix lub podobną. Jak wykonać samemu sondę prądową, napiszemy w następnym numerze.

UWAGA! Ze względu na bezpieczeństwo pracy wszelkie czynności związane z naprawą i regulacją przetwornicy mogą być wykonane dopiero po uprzednim oddzieleniu odbiornika od sieci za pomocą transformatora 220 V/220 V, o mocy 250 VA, o napięciu skutecznym przebiecia izolacji co najmniej 2,5 kV i rezystancji uzwojenia wtórnego $R_r \leq 1,5 \Omega$. Jest to konieczne, gdyż część płyty głównej bloku zasilania znajdująca się po stronie pierwotnej transformatora 3Tr102, nie jest oddzielona od sieci zasilającej, co stwarza niebezpieczeństwo porażenia prądem elektrycznym.

Objawy uszkodzeń i przyczyny ich powstawania

Naprawę należy zawsze rozpocząć od oględzin bloku. Pozwola one na wykrycie uszkodzonych w sposób widoczny elementów, co z kolei może pomóc przy określeniu przyczyny wadliwej pracy bloku.

Poniżej podano najczęściej występujące uszkodzenia i przyczyny ich powstania.

Uszkodzenie bezpieczników 3B51 lub 3B52

Uszkodzeniu może ulec jeden z bezpieczników lub obydwa równocześnie. Najczęściej spotykaną przyczyną jest uszkodzenie diod prostowniczych 3D101-3D104. Uszkodzenie tego typu może powstać dodatkowo także już w trakcie dokonywania naprawy. Jeśli posłużymy się bowiem oscyloskopem lub miernikiem cyfrowym zasilanym z sieci bez zastosowania transformatora bezpieczeństwa, a przyrządy te nie mają izolacji od sieci, to uszkodzeniu może ulec jedna lub więcej diod mostka co może spowodować przepalenie się bezpiecznika. Inną przyczyną przepalenia bezpieczników może być uszkodzenie głównego kondensatora filtru 3C106 lub bardzo rzadko kondensatorów 3C111 czy też 3C127. W warunkach normalnej pracy napięcie stałe na kondensatorze elektrolitycznym powinno mieć wartość około +310 V, przy napięciu tętnień sieci około 17 Vpp.

Uszkodzenie bezpiecznika 3B101

Przepalenie się bezpiecznika 3B101 jest najczęściej występującym objawem świadczącym o uszkodzeniu bloku zasilania. Łączy się ono przeważnie z uszkodzeniem tranzystora przełączającego 3T101 (BU326 A). Jeśli po zbadaniu tranzystora 3T101 (np. omomierzem) stwierdzimy jego uszkodzenie, to możliwe są następujące tego przyczyny:

1) Uszkodzenie diody prostowniczej któregoś z wyjść napięciowych. Najczęściej uszkodzeniu ulegają: dioda 3D110 w obwodzie wytwarzania napięcia +240 V oraz diody 3D109 i 3D111 w układzie dostarczającym napięcie przemiennie 650 Vpp. W przypadku wystąpienia przebicia którejś z diod po wtórnej stronie transformatora (ściśle rzecz biorąc nie są to diody prostownicze lecz diody „klampujące”, tzn. spolaryzowane zaporowo w czasie przewodzenia tranzystora 3T101 i przewodzące w czasie przekazywania energii zmagazynowanej w transformatorze 3Tr102 do obciążenia) tranzystor 3T101 ulega natychmiastowemu uszkodzeniu, zanim zadziała zabezpieczenie nadprądowe. W związku z tym zaleca się sprawdzenie, np. omomierzem, wszystkich diod prostowniczych od 3D107 do 3D313 i usunięcie uszkodzonej.

2) Uszkodzenie diody 3D105 lub 3D106. W tym przypadku tranzystor 3T101 mógł ulec uszkodzeniu w wyniku wzrostu oscylacji pasywnych w obwodzie kolektor-emiter. Należy więc sprawdzić obie diody i uszkodzoną wymienić.

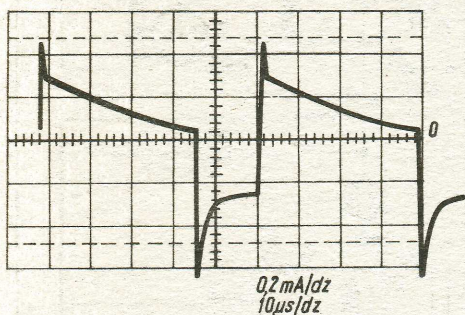
3) Wadliwa praca układu sterowania tranzystora przełączającego. Uszkodzenie tego rodzaju jest znacznie trudniejsze do wykrycia i można je usunąć dysponując, jak wspomniano we wstępie, oscyloskopem oraz sondą prądową niezbędną do obserwacji przebiegów prądu. (Obserwacja przebiegu napięcia emiter-baza nie daje jednoznacznej informacji o stanie układu sterowania).

Ze względu na to, że wadliwe działanie układu sterowania tranzystora przełączającego prowadzi z reguły do jego zniszczenia, należy po zamontowaniu nowego tranzystora 3T101 przeprowadzić obserwację przebiegów układu sterowania przy usuniętym bezpieczniku 3B101. W tym przypadku stopień kluczkujący przetwornicy nie pracuje, natomiast pracuje część sterująca tzn. moduł MN2001 włącznie z obwodem bazy tranzystora sterującego. Prąd bazy powinien mieć kształt pokazany na rys. 2 (jest to oczywiście przebieg pomierzony dla sprawnego tranzystora 3T101).

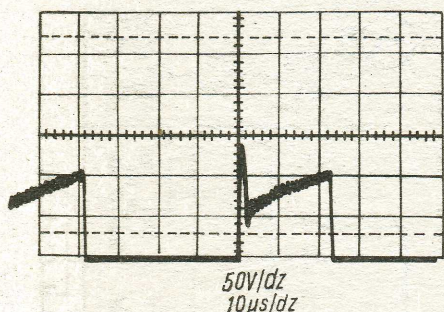
Jeśli przebieg pomierzony odbiega od pokazanego na rysunku 2 należy zbadać elementy toru sterowania. Są to rezystory 3R23, 3R108, 3R109, 3C13, 3C114, 3C108, dioda 3D114 oraz tranzystor 3T3. Jeśli zbadanie tych elementów dało wynik negatywny, należy sprawdzić transformator 3Tr101. Uszkodzenie może być widoczne na zew-

Rys. 1. Schemat ideowy bloku zasilania BZ2001 OTVC „Jowisz”

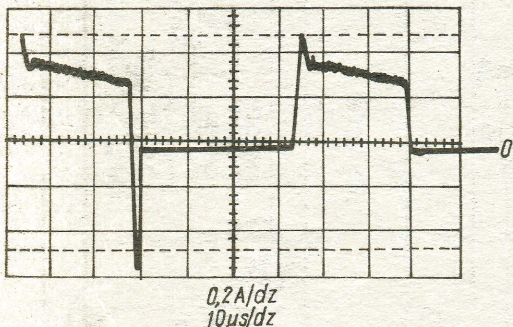
nątrz np. pęknięty bądź rozklejony rdzeń, urwana końcówka itp. Jeśli mimo tego, że transformator wygląda zewnętrznie na dobry i napięcie na kolektorze tranzystora sterującego 3T3 jest zgodne z pokazanym na rysunku 3, prąd bazy tranzystora 3T101 różni się od przebiegu pokazanego na rys. 2, oznacza to, że transformator jest uszkodzony i



Rys. 2. Przebieg prądu bazy tranzystora 3T101 przy odłączonym bezpieczniku 3B101



Rys. 3. Napięcie na kolektorze tranzystora sterującego 3T3



Rys. 4. Prąd bazy tranzystora 3T101

należy go wymienić na dobry. Jeśli po wymianie uszkodzonego elementu uzyskamy właściwy przebieg prądu bazy, to po włączeniu przetwornicy z sieci należy założyć bezpiecznik 3B101. Przebieg prądu bazy właściwie sterowanego tranzystora kluczującego pokazano na rys. 4.

Uszkodzenie transformatora 3Tr102

W większości przypadków uszkodzenie głównego transformatora przetwornicy, jakim jest transformator 3Tr102, wiąże się ze zniszczeniem tranzystora przełączającego, a więc także przepaleniem bezpiecznika 3B101. Możliwe jest także pojawienie się tak zwanego „próbkowania”. Są to, ponawiane co kilka sekund, próby włączenia się przetwornicy, przerywane w momencie przekroczenia dopuszczalnej wartości prądu kolektora tranzystora 3T101, bądź powstania zbyt dużego napięcia na uzwojeniu pierwotnym transformatora. W pierwszej kolejności należy sprawdzić, czy nie uległ pęknięciu, bądź nie rozkleił się rdzeń ferrytowy transformatora. Możliwe jest pęknięcie doprowadzeń do nóżek transformatora na płytce drukowanej. Czasami zdarza się także niewidoczne z zewnątrz zwarcie zwojów wewnątrz transformatora. Wykrycie takiego uszkodzenia jest możliwe przez zmierzenie indukcyjności uzwojeń transformatora (odpowiednie dane zawarte są w tabl. 1). Radioamatorzy na dyspo-

Tablica 1

Parametry transformatora TI-6

Uzwojenie	Indukcyjność	Rezystancja	Uwagi
2-3 Lrozpr. 2-3	5,1 mH ± 10% 220 μH	430 mΩ ± 10%	Wszystkie końcówki uzw. wtórnych prócz (2-3) zwarte ze sobą.
5-7	4,95 mH ± 10%	0,52 Ω ± 10%	
4-12	1,12 mH ± 10%	0,29 Ω ± 10%	

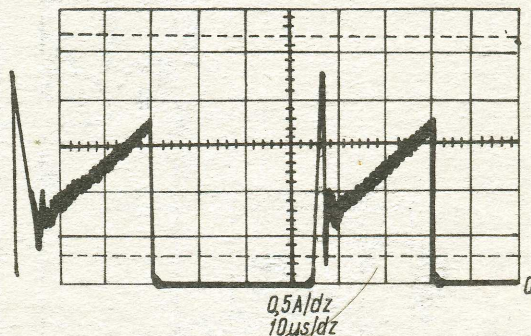
nujący dostępem do miernika indukcyjności uzwojeń (np. miernik RLC typ E317 f-my Meratronik) powinni sprawdzić elementy współpracujące: 3D105, 3D106, 3R106, 3R107, 3R110, 3R114, 3C107, 3C110, 3C118, aby wykluczyć inne przyczyny uszkodzenia. Jeżeli elementy te są dobre, należy dokonać wymiany transformatora 3Tr102 (oznaczenie fabryczne TI-6) na fabrycznie nowy. Po dokonaniu wymiany należy zmierzyć wartości napięć wyjściowych. Po ustawieniu potencjometrem nastawnym 3R7 (znajdującym się na module MN2001) napięcia +240 V, wszystkie napięcia powinny mieścić się w granicach podanych w tablicy 2.

Tablica 2

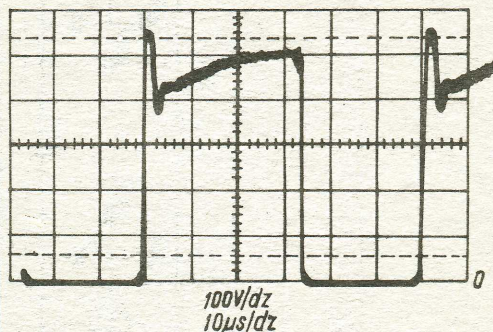
Wartości napięć wyjściowych bloku zasilania

Wartość napięcia	Prąd obciążenia	Stabilność w funkcji zmian napięcia sieci 198...231 V	Napięcie tętnień USK/Upp(pom. na wyj. zasil.)
+240 V ± 5 V	70 mA ± 5 mA	2,4 V	50 mVsk/0,6 Vpp
+15 V ± 1 V	0,5 A	0,2 V	10 mVsk/0,3 Vpp
-12 V...-14,3 V	60 mA	0,2 V	100 mVsk/0,45 Vpp
+25 V ± 2 V	0,25 A	0,5 V	50 mVsk/0,42 Vpp
650 Vpp ± 35 V	I śr. 420 mA		

Jeśli dysponujemy oscyloskopem i wspomnianymi już sondami, to wskazane jest sprawdzenie warunków pracy tranzystora 3T101. Nieprawidłowe przebiegi napięć i prądów, zbyt długie czasy narastania, bądź nadmierne oscylacje, mogą spowodować w przyszłości uszkodzenie tego tranzystora. Sondą prądową należy zbadać prąd kolektora tranzystora; przebieg właściwy pokazany jest na rysunku 5.



Rys. 5. Prąd kolektora Ic tranzystora 3T101



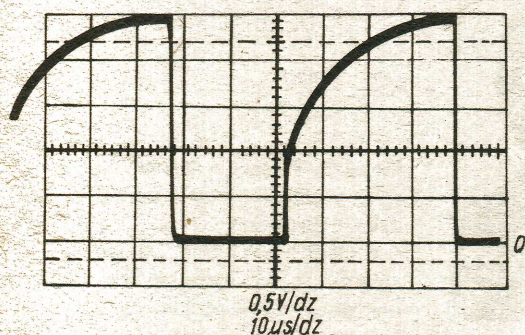
Rys. 6. Napięcie U_{ce} tranzystora 3T101

Przebieg napięcia U_{ce} tranzystora 3T101, ze względu na kłopotliwy pomiar napięcia różnicowego nie zawsze możliwy dla radioamatora, obserwujemy mierząc napięcie na uzwojeniu 3-2 transformatora 3Tr102. Sondę napięciową 1:50 podłączamy do nóżki 3 transformatora, a masę sondy do masy „gorącej” przetwornicy (nóżka 1 tran-

sformatora). Mierzony jednocześnie spadek napięcia na rezystorze 3R111 jest pomijalnie mały. Napięcie U_{ce} w stosunku do pomierzonego napięcia U_e jest przesunięte o 310 V i odwrócone. Właściwy przebieg pokazano na rys. 6.

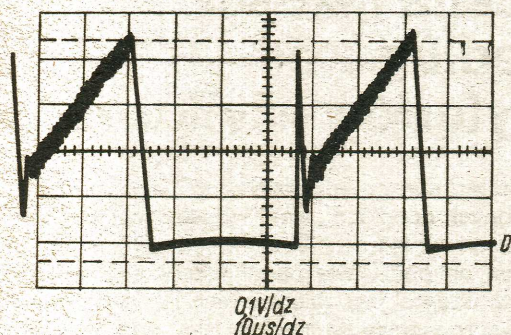
Stopień kluczujący nie pracuje

Jeśli przetwornica nie pracuje pomimo tego, że zarówno tranzystor 3T101 jak i bezpiecznik 3B101 są dobre, to uszkodzenia należy szukać w torze sterowania tranzystora kluczującego. Powodem jest przeważnie niewłaściwa praca układu scalonego UL1540 znajdującego się w module MN2001 przetwornicy. Jeśli napięcie zasilające stabilizowane diodą Zenera 3D4 jest odpowiednie (powinno ono wynosić +12 V), należy sprawdzić także diodę Zenera 3D5. Jeśli i ta dioda jest dobra, a mimo to na nóżce 6 układu scalonego nie ma przebiegu pokazanego na rys. 7, należy dokonać wymiany układu



Rys. 7.
Napięcie
na wyprow-
adzeniu
6 układu
scalonego
3US1
(UL1540)

scalonego UL1540. Po wymianie któregośkolwiek ze sprawdzanych elementów (3D4, 3D5, 3US1, bądź 3R104) należy ponownie ustawić wartości napięć wyjściowych oraz ustawić próg zadziałania zabezpieczenia nadprądowego. W tym celu dokonujemy pomiaru napięcia na nóżce 12 układu scalonego. Ze względu na konieczność uniknięcia szkodliwego wpływu pól zakłócających na pomiar tak niewielkiego napięcia, do punktu tego należy podłączyć się kablem koncentrycznym o możliwie krótkich wyprowadzeniach (przewód ekranowany do nóżki 12, a ekran do najbliższej masy modułu). Przy dobrze uprzednio ustawionych napięciach wyjściowych bloku zasilania, regulatory jasności i kontrastu ustawiamy w położeniu maksimum. Przebieg napięcia na nóżce 12 obserwujemy na ekranie oscyloskopu. Kształt tego napięcia pokazano na rys. 8. Potencjometrem 3R13



Rys. 8.
Napięcie
na wyprow-
adzeniu
12 układu
scalonego
3US1

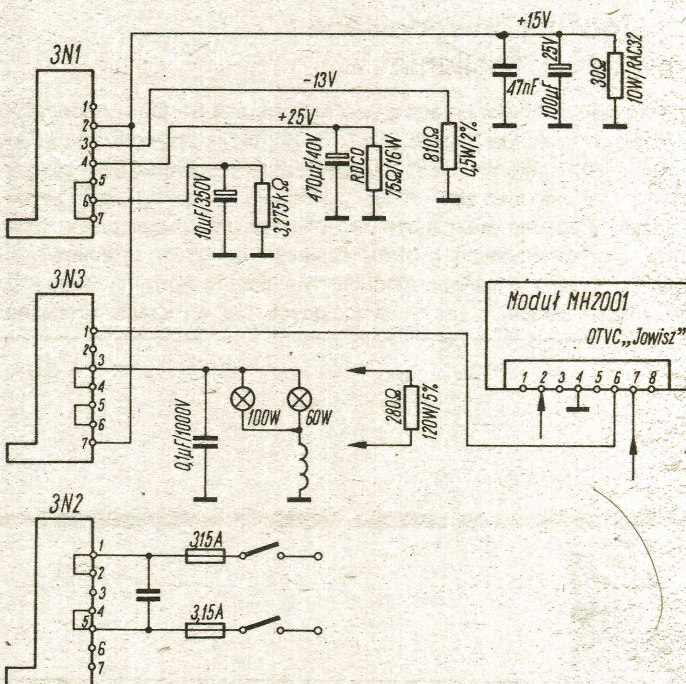
w module MN2001 zwiększamy amplitudę obserwowanego napięcia, aż do momentu kiedy przetwornica zacznie „próbkować”. Należy zapamiętać wartość maksymalną amplitudy tylnego zbocza impulsu, przy której przetwornica pracuje jeszcze normalnie. Po powtórnym włączeniu, potencjometrem nastawnym 3R13 ustawiamy amplitudę napięcia wyłaczającego na 75% zaobserwowanej wartości maksymalnej. Zależnie od egzemplarza układu scalonego amplituda napięcia wyłaczającego może zmieniać się od około 660 mV_{pp} do około 760 mV_{pp}. W związku z tym wartość ustawionego napięcia powinna zawierać się w przedziale od około 500 mV_{pp} do około 570 mV_{pp}.

Występuje „próbkowanie” bloku zasilania

Efekt próbkowania może wystąpić na skutek uszkodzenia w bloku zasilania, jednakże częściej jest wywołany uszkodzeniem jednego z bloków pobierających energię z bloku zasilania np. bloku odchyłania B02001.

W celu sprawdzenia, czy blok zasilania działa prawidłowo nie należy po prostu odłączać zasilania poszczególnych bloków. Wspomniano już o tym we wstępie. Szczególnie dotyczy to napięcia 650 V_{pp} oraz napięcia +15 V. Przetwornica mogłaby wówczas przejść w stan pracy „przerywanej”. Aby sprawdzić, czy mamy do czynienia z uszkodzeniem wewnątrz bloku zasilania, czy poza nim, należy zamienić aktywne obciążenia poszczególnych napięć wnoszone przez bloki na obciążenia biernie – rezystorami.

Radioamatorom bardziej zaawansowanym można polecić wykonanie układu pomocniczego pokazanego na rysunku 9. Układ ten staje się



Rys. 9. Schemat układu pomocniczego stosowanego przy naprawach bloku zasilania BZ2001

bardzo przydatny, gdy uszkodzenie jest bardziej skomplikowane – na przykład jednocześnie uszkodzenie bloku zasilania i odchyłania. Dla radioamatorów początkujących wartości rezystancji obciążeń z układu pomocniczego stanowią informację, jaka powinna być wartość rezystora obciążającego przy zamianie obciążeń. Jeśli stwierdzimy uszkodzenie w bloku zasilania, należy sprawdzić elementy filtrów na wyjściach, a także diody 3D107, 3D112, 3D113. W odbiornikach „Jowisz 04”, „Jowisz 05” w układzie napięcia zasilającego moduł foniczny stosowano stabilizator równoległy. W późniejszych seriach odbiorników został on usunięty. Według ostatnich informacji w odbiorniku „Jowisz” TC 501 stabilizator został przywrócony. Uszkodzenie tego stabilizatora również może powodować „próbkowanie” zasilacza.

Często spotyka się uszkodzenie toru sprzężenia zwrotnego z uzwojenia napięcia +15 V. Napięcie informujące o stanie napięć na wyjściach jest podawane z transformatora 3Tr102 przez łączówkę 3Ł1, tranzystor 3T1, transformator 3Tr1, tranzystor 3T2 aż do nóżki 10 układu scalonego. Uszkodzenie w tym torze powoduje, że do układu scalonego dochodzi fałszywa informacja o stanie napięcia wyjściowego. Układ reaguje wówczas taką zmianą warunków pracy przetwornicy, że wchodzi ona w stan „próbkowania”.

Jeśli zlokalizowanie uszkodzenia napotyka na trudności wskutek ciągłego „próbkowania” przetwornicy, można usunąć zworę 3Ł1 a do kotka 1 tej zwory dołączyć napięcie +15 V z oddzielnego zasilania.

(minus do masy „zimnej”). Można teraz za pomocą oscyloskopu zmierzyć cały tor sprężenia zwrotnego. Po dokonaniu naprawy należy ustawić wartości napięć wyjściowych oraz ustawić próg zabezpieczenia prądowego.

Praca „przerywana”

Jest to normalny stan przetwornicy w warunkach zbyt małego obciążenia przetwornicy (mniej niż 25% mocy znamionowej). Układ pracuje „paczkami” impulsów o częstotliwości powtarzania 100 Hz po kilkanaście impulsów szpilkowych w grupie. Na wyjściach przetwornicy napięcia osiągają wartości szczytkowe. Przyczyną może być uszkodzenie bloku odchyłania B02001, bądź też brak obciążenia na napięciu +15 V.

Zakłócenia powodowane przez blok zasilania

Uszkodzenia dławika przeciwzakłócenowego 3L51, lub kondensatorów przeciwzakłócenowych 3C51 i 3C52 może spowodować pojawienie się na ekranie kineskopu (zwłaszcza gdy sygnał dochodzący do anteny nie jest zbyt silny) zakłócenia w postaci pionowych pasków. Podobny efekt może dać również odłączenie przewodów masy poprowadzonych z bloku zasilania do bloku sygnałowego, odchyłania oraz kineskopu. Dodatkowym niepożądanym efektem jest wówczas zakłócenie pracy znajdujących się w pobliżu urządzeń

sprzętu powszechnego użytku np. radioodbiornika, bądź też telewizorów w sąsiednich pomieszczeniach. Należy sprawdzić także prawidłowość przykręcania grafitowanej tylnej ścianki odbiornika do obudowy.

Uwagi końcowe

Powyższe uwagi oparte są na schemacie bloku zasilania BZ2001 odbiornika „Jowisz 04” i umieszczonych tam oznaczeniach. Jak już wspomniano, wersje późniejsze np. OTVC „Jowisz” zmodyfikowany z usuniętym stabilizatorem fonii, ewentualnie „Jowisz” TC501, mogą różnić się w niewielkim stopniu oznaczeniami, lub drobnymi zmianami układowymi. Zmiany te nie dotyczą jednak podstawowych części zasilacza omówionych w tym artykule.

Wojciech Kozak



Mgr inż. Wojciech Kozak, 35, absolwent Politechniki Warszawskiej Wydziału Elektroniki. Pracuje od 1977 r. w COBRESPU. Specjalność: Telewizja kolorowa ze szczególnym uwzględnieniem układów odchyłania i zasilania.



ODBIORNIKI TELEWIZYJNE NA IMPORTOWANYCH BLOKACH

COLORETT 3006 VIDEOTON TS4315 SP Colour

Metodyka

Jedną z najbardziej rozpowszechnionych metod oceniania elektronicznego sprzętu powszechnego użytku z punktu widzenia użytkownika jest metoda polegająca na oszacowaniu wartości użytkowych poszczególnych grup właściwości sprzętu jak np.: wyposażenie, parametry elektryczne i mechaniczne, łatwość obsługi i funkcjonalność regulacji itp. Dla każdej grupy przyjmuje się pięć stopni oceny wg następującej gradacji:

bardzo dobry
dobry
zadowalający
mało zadowalający
niezadowalający.

Jednocześnie oszacowuje się „wagi” (stopień ważności) poszczególnych grup właściwości, wyrażając ich udział w procentach. Dobór „wag” jest dla każdego rodzaju urządzenia inny. Suma wszystkich „wag” równa się 100%. Ogólna oce-

Ocena jakości według kryteriów użytkowych

na wyrobu powstaje z sumy ocen poszczególnych grup właściwości pomnożonych przez ich „wagi” i jest wyrażona również w tych samych pięciu stopniach. Oceny dokonuje się przede wszystkim na podstawie badań eksploatacyjnych i pomiarów. Ocena często jest uzupełniana porównaniem z przeciętnymi właściwościami sprzętu popularnego, standardowego czy luksusowego.

Do oceny kolorowych odbiorników telewizyjnych stacjonarnych przyjęliśmy – uwzględniając specyfikę rynku krajowego – następujące grupy właściwości i „wagi”:

cechy odbiorcze	15%
jakość obrazu	30%
jakość dźwięku	15%
wyposażenie	10%
łatwość obsługi	20%
pobór mocy	5%
właściwości mechaniczne	5%

Przeprowadzając ocenę dokonaliśmy porównania z przeciętnymi danymi sprzętu: popularnego, standardowego i luksusowego a wyniki porównania przedstawiliśmy w postaci tabeli. Zakreślone pola oznaczają zakres porównywalności wyników. Ocena jest sprecyzowana w drugiej kolumnie tabeli.

Przy **cechach odbiorczych** wzięto pod uwagę parametry obwodów wejściowych i głowicy jak: współczynnik odbicia, czułość, selektywność, stabilność dostrojenia i maksymalny sygnał wejściowy.

Jakość obrazu obejmuje zarówno parametry mierzalne jak: zniekształcenia geometryczne obrysu i liniowości odchylenia, stabilność rozmiarów obrazu, równowagę bieli, niezgodność czasową sygnałów chrominancji i luminancji, zakres regulacji kontrastu i luminancji, jak również i subiektywną ocenę obrazu testowego zawierającą oceny jednorodności świecenia ekranu, zakłóceń synchronizacji, pracy asynchronicznej z

siecią zasilającą, pewności działania układów identyfikacji i synchronizacji koloru itp.

Jakość dźwięku – parametry mierzalne takie jak poziom zakłóceń w torze fonii, zniekształcenia harmoniczne itp. jak i skróconą subiektywną ocenę jakości dźwięku przez specjalnie dobrany zespół odsłuchowy o zweryfikowanym słuchu muzycznym.

Przy **właściwościach mechanicznych** wzięto pod uwagę zarówno nowoczesność rozwiązania konstrukcyjnego jak i wyniki odpornościowych badań mechanicznych.

W przypadku rozrzutów punktowanych ocen poszczególnych właściwości, nie przekraczających maksimum dwóch stopni oceny, ocena wypadkowa grupy właściwości jest mniej więcej równa średniej arytmetycznej, w przypadku większych rozrzutów obniża się średnią ocenę o jeden stopień.

Ocenę skróconą uzupełniono charakterystyką odbiornika.

ODBIORNIK TELEWIZJI KOLOROWEJ COLORETT 3006

Odbiornik o rozwiązaniu konstrukcyjnym blokowo-modułowym, wyposażony jest w kineskop PIL S-4 A56-701X produkcji polskiej oraz układy scalone średniej skali integracji. Odbiór sygnałów telewizji kolorowej SECAM/PAL (w standardach OIRT i CCIR) z automatycznym dostosowaniem się do odbieranego sygnału; maksymalna moc wyjściowa fonii 2,5 W (przy zniekształceniach harmonicznych 10%); pobór mocy średni 98 W, (minimalny ok. 80 W, maksymalny 108 W); zasilacz przełączany asynchroniczny ze stabilizacją i zabezpieczeniem. Gabaryty: szerokość 725 mm, wysokość 460 mm, ciężar 31 kg. Odbiornik jest wyposażony w programator z wyborem 6 programów, gniazdo magnetofonowe (zapis), gniazdo słuchawkowe i jest przystosowany do współpracy z magnetowidem. Odbiornik jest montowany w ZK POLKOLOR z zespołów dostarczanych z NRD. Ocenie poddano dwa egzemplarze dostarczone do badań przez wytwórcę.

Mało zadowalająca jakość dźwięku stwierdzona przy badaniach odsłuchowych potwierdzona została przy pomiarach dużym poziomem zakłóceń w torze fonii, przekraczającym ogólnie spotykane wartości w odbiornikach krajowych.

Ocena sumaryczna	Dobra	Popularne	Standard.	Luksusowe
Właściwości obrazu	Zadawalające			
Jakość obrazu	Dobra			
Jakość dźwięku	Mało zadowalająca			
Wyposażenie	Dobre			
Łatwość obsługi	Dobra			
Pobór mocy	Mały			
Właściwości mechaniczne	Zadawalające			

ODBIORNIK TELEWIZJI KOLOROWEJ VIDEOTON TS4315 SP COLOUR

Odbiornik o rozwiązaniu konstrukcyjnym blokowo-modułowym wyposażony jest w kineskop PIL S-4 A56-710X produkcji polskiej oraz układy scalone średniej skali integracji. Odbiór sygnałów telewizji kolorowej SECAM/PAL (w standardach OIRT i CCIR) z automatycznym dostosowaniem się do odbieranego sygnału; moc wyjściowa fonii 2 W przy zniekształceniach harmonicznych 5%; pobór mocy średni 80 W, (minimalny ok. 70 W, maksymalny do 85 W); zasilacz przełączany synchroniczny ze stabilizacją i zabezpieczeniem. Gabaryty: szerokość 646 mm, wysokość 475 mm, głębokość 220 mm plus 160 mm ścianki tylnej, ciężar 34 kg. Odbiornik jest wyposażony w programator z wyborem 6 programów, głowicę w.c.z. z tranzystorami MOS-FET, gniazdo magnetofonowe (zapis), gniazdo słuchawkowe i jest przystosowany do współpracy z magnetowidem. Układ ograniczenia prądu kineskopu zapewnia dużą jego żywotność. Rozwiązanie mechaniczne bardzo staranne i przejrzyste.

Odbiornik jest montowany w ZK POLKOLOR z zespołów dostarczanych z WRL. Ocenie poddano dwa egzemplarze dostarczone do badań przez wytwórcę.

Ocena sumaryczna	Dobra	Popularne	Standard.	Luksusowe
Właściwości odbioru	Dobre			
Jakość obrazu	Dobra			
Jakość dźwięku	Dobra			
Wyposażenie	Dobre			
Łatwość obsługi	Dobra			
Pobór mocy	Mały			
Właściwości mechaniczne	Dobre			

Jan Mierzejewski

UNITRA na rynku w 1984 roku



Przemysł elektroniczny zrzeszony pod znakiem UNITRA zamierza w 1984 roku podwyższyć produkcję najważniejszych wyrobów w stosunku do 1983 r. w znacznie wyższym stopniu niżeli to ma miejsce w innych gałęziach w odniesieniu do sprzętu domowego. W bieżącym roku powinno znaleźć się na rynku 40 tys. zestawów segmentowych (o 100% więcej niż w 1983 r.), 600 tys. radiomagnetofonów (+13,2%), 400 tys. magnetofonów (+31%), 1875 tys. radioodbiorników (+26,3%) w tym 260 tys. odborników stereofonicznych (+4%), 560 tys. odborników telewizji czarno-białej (+16,7%) i 305 tys. odborników telewizji kolorowej (+38,6%). Mimo zaplanowanego wzrostu nie uda się całkowicie zaspokoić potrzeb rynku. Główna przyczyna małej liczby odborników telewizji czarno-białej wynika z braku kineskopów produkcji krajowej i konieczności częściowego ich importu z Krajów Demokracji Ludowej (m.in. 90 tys. lamp o ekranie 24"). Wymiana kineskopów 24" w już eksploatowanych telewizorach również będzie uzależniona od importu.

**Aliasing**

Ang., zjawisko intermodulacji powstające przy przetwarzaniu analogowo-cyfrowym lub cyfrowo-analogowym, polegające na wytwarzaniu pasożytniczych sygnałów różnicowych w wyniku oddziaływania na siebie częstotliwości próbkowania, fp, z częstotliwościami wyższymi od połowy fp. Jeżeli np. fp = 44,1 kHz (jak w koderze dysko fonu CD), zaś w sygnale próbkowanym znalazłaby się częstotliwość 41 kHz, to w rekonstruowanym sygnale analogowym pojawi się w wyniku intermodulacji szkodliwa częstotliwość 3,1 kHz, której nie można odfiltrować. Zjawisko *aliasingu* jest źródłem zniekształceń nieliniarnych. (a)

Chip

Ang., (czyt. czip) termin używany również potocznie w języku polskim do określenia półprzewodnikowego układu scalonego w postaci handlowej lub samej struktury krzemowej takiego układu, wytwarzanej w procesie technologicznym i zamykanej w obudo-

wę ceramiczną lub plastikową w końcowej fazie produkcji. W pierwszym znaczeniu *chip* bywa zastępowany ogólniejszym terminem „mikroukład” lub żargonowo „kość”, „kostka”. Termin ten nie ma poprawnego i powszechnie przyjętego odpowiednika w języku polskim oprócz: „monolityczny układ scalony”. (n)

EFM

Ang. skrót od *Eight-to-Fourteen Modulation*, modulacja kanałowa, występujący w koderze dysko fonu CD proces zamiany słów 8-bitowych na odpowiednio dobrane słowa 14-bitowe w celu przystosowania sygnału cyfrowego do właściwości kanałowych toru przesyłania, tj. do zapisu laserowego na dysku. Umożliwia zwiększenie gęstości zapisu sygnału fonicznego na dysku. (a)

Multipleksowanie

Zwielokrotnianie, w technice cyfrowej łączenie kilku informacji w jednym torze w sposób czasowo-przemienny, tzn. przez umieszcza-

nie sygnałów jednego kanału informacyjnego między sygnałami innych kanałów. (a)

PCM

Ang., skrót od *Pulse Code Modulation*, modulacja kodowa; proces, w czasie którego sygnał analogowy zostaje zamieniony na sygnał cyfrowy wyrażony za pomocą słów kodowych o odpowiedniej liczbie bitów, w których zawarte są informacje o sygnale analogowym. (a)

Próbkowanie

1. Faza w przetwarzaniu sygnału analogowego na cyfrowy (PCM), polegająca na pomiarze wartości chwilowych sygnału analogowego (próbkowanego) w celu zakodowania ich w następnych fazach w postaci słowa kodowego.
2. Ponawianie co kilka sekund próby włączenia się przetwornicy zasilacza odbiornika tv kolorowej, przerywane w chwili powstania zbyt wysokiego napięcia na uzwojeniu pierwotnym transformatora zasilacza. (a)



Silna konkurencja na rynku magnetowidów w Europie, spowodowana głównie przez firmy japońskie, doprowadziła do tzw. „porozumienia o samoograniczeniu” między rządem japońskim i krajami Wspólnego Rynku (EWG). Mimo to najpotężniejsze japońskie koncerny znalazły drogę do obejścia porozumienia i dodatkowego eksportu swoich wyrobów tak, że wyznaczony w umowie handlowej limit 4,55 mln magnetowidów został przekroczony o 600 tys. urządzeń. Japończycy pozakładali w zachodniej Europie niewielkie firmy montażowe, które składają dostarczone w częściach z Dalekiego Wschodu magnetowidy i opatrują je pieczęcią „Swiss Made” czy „Made in W. Germany”. Aby zapobiec tym praktykom, a jednocześnie nie zmniejszyć liczby miejsc pracy w Europie powołano specjalną komisję EWG z zadaniem znalezienia formy prawnej ograniczenia wozu magnetowidów na takiej samej zasadzie jak to ma miejsce od 1980 r. z odbiornikami telewizyjnymi oraz magnetofonami. W odniesieniu do tej grupy wyrobów przyjęto zasadę, że mogą one nosić oznaczenie kraju produkującego tylko wówczas, jeśli w tym kraju nastąpił przyrost wartości urządzenia o co najmniej 45%. Firmy montażowe magnetowidów powołują się natomiast na zarządzenie EWG, według którego wyroby oznaczone są znakiem tego kraju, w którym miało miejsce ostatnie istotne jego przetworzenie lub uzupełnienie. Jeżeli komisji EWG uda się wykonać powierzone zadanie, oznaczać to będzie poprawę szansy zdobycia rynku przez magnetowid Philipsa systemu V-2000, który obecnie jest całkowicie zdominowany na rynku europejskim przez japoński system VHS. (k)

W następnym numerze...

- **Zastosowanie pętli z synchronizacją fazy.** Wpływ szumu na pracę pętli fazowej. Jak zbudować syntezer częstotliwości do odbiornika radiowego i telewizyjnego.
- **Dysko fon CD.** Działanie dekodera zbudowanego na 7 układach scalonych LSI. Współpraca dysko fonu z innymi urządzeniami zestawu hi-fi. Krótka historia wynalazku.
- **Warsztat elektronika.** Opis sondy pomiarowej do samodzielnego montażu. Wskazówki jak naprawiać układy odchyłania w odbiorniku telewizji kolorowej „Jowisz”.

- **Booster-equalizer.** Wzmacniacz małej częstotliwości z pięciopunktowym korektorem dźwięku o mocy 2 x 20 W do samodzielnego wykonania. Urządzenie z wyjściami przełączanymi na dwie pary kolumn głośnikowych dołączane do gniazd głośnikowych odbiornika.
- **Miernik zawartości harmoniczných.** Łatwy do wykonania w warunkach domowych przyrząd do oceny jakości sprzętu elektroakustycznego.
- **Mikrokomputer COBRA 1.** Kalkulacja kosztów budowy. Lista rozkazów Z-80.
- **Test AV.** Na stole pomiarowym odbiornik radiofoniczny „Zodiak”.

WYDAWNICTWO CZASOPISM
I KSIĄŻEK TECHNICZNYCH

SIGMA

PRZEDSIĘBIORSTWO NACZELNEJ
ORGANIZACJI TECHNICZNEJ

00-950 Warszawa, skrytka 1004
ul. Biała 4

We współpracy z Centralnym Ośrodkiem
Badawczo-Rozwojowym Elektronicznego
Sprzętu Powszechnego Użytku (COBRESPU)

UWAGA: Urządzenia opisane w „AV” przeznaczone są do samodzielnego montażu tylko do celów badawczych lub indywidualnego użytkownika. Wykorzystanie wzorów „AV” do produkcji o charakterze zarobkowym wymaga wcześniejszego uzyskania licencji. Bliższych informacji udziela Redakcja.

Redaktor naczelny – dr inż. Jerzy Auerbach

Redaktorzy działów: prof. dr inż. Daniel Józef Bem (Systemy, układy); doc. mgr inż. Jerzy Chabłowski (Nowa technika, Test); prof. dr hab. Jan Ebert (Podzespoły, aplikacje); doc. dr inż. Jacek Kamler (Technika cyfrowa dla wszystkich, Gry tv); mgr inż. Andrzej Kotuszewski (Warsztat elektronika); dr inż. Wojciech Nowakowski (AV-hobby); mgr inż. Wanda Trzebunia-Siwicka (Miernictwo).

Opracowanie graficzne: Tadeusz Pietrzyk, Witold Rębkowski

Sekretariat redakcji: Alicja Krzezińska, Zbigniew Pieciul

Adres redakcji: COBRESPU ul. Ratuszowa 11, 03-450 Warszawa

Telefon: 18-93-25

Skład techniką fotostkładu systemem Eurocat 150 – Wydawnictwo NOT SIGMA. Indeks 37404. Nakład 150 000 egz.
Cena 50 zł. Druk Zakłady Graficzne TAMKA. Okładka – Spółdz. „Intrografia” W-wa. Zam. M- 0586-1300/84 T-42



TECHNIKA CYFROWA W PRAKTYCE HOBBYSTY

Nuhrmann D., DIGITAL TECHNIK IN DER HOBBYPRACTIS

Franzis-Verlag Munchen. 1981. Str. 374

W serii „Książki o elektronice dla każdego” zachodni niemiecka firma Franzis wydała kolejny tom.

Podtytuł książki brzmi „Od prostych bramek do układów LSI” i określa jej zakres tematyczny.

Treść książki obejmuje bowiem bramki, przerzutniki, dzielniki cyfrowe, układy zasilające oraz przykłady urządzeń do samodzielnego wykonania. Urządzenia te są bardzo rozmaite – od prostych przyrządów pomiarowych czy diagnostycznych do rozmaitych zabawek elektronicznych. Opisków tych jest zresztą niewiele i traktowane są jako przykłady, choć w niektórych przypadkach bardzo szczegółowe, niekiedy łącznie z rysunkami druku. Bardzo przydatne są uwagi autora dotyczące sposobu montażu, prowadzenia ścieżek, odblokowywania, czyli problemów często niedocenianych, a sprawiających wiele kłopotu w układach cyfrowych.

W tekście autor omawia kolejne rodziny układów scalonych wykonane w różnych technologiach. Znaczną część treści stanowią dane katalogowe ważniejszych układów, przy czym część ich jest przedrukiem katalogu z zachowaniem języka oryginału tj. angielskiego. Autor stwierdza, że większość dostępnych katalogów z tej dziedziny jest napisana po angielsku i że czytelnik powinien sobie z nimi radzić. Dla ułatwienia w tekście książki podane są pewne wyjaśnienia. Książka stanowi więc w znacznej mierze bardzo poszukiwany komentarz do katalogu. Podawane objaśnienia są przejrzyste i przystępne.

Poziom wydawniczy jest imponujący a przejrzystość zamieszczanych rysunków i schematów stwarza może przesadne wrażenie, że i omawiany materiał jest łatwy. Choć bowiem książka – zgodnie z tytułem serii – jest przeznaczona „dla każdego”, należałoby tu jednak dodać, że dla każdego o zamiłowaniu i pewnym, niemałym zresztą, przygotowaniu z elektroniki.

Mimo, że adresowana jest wyraźnie do amatorów, książka ta może być cenną pomocą i dla elektroników profesjonalistów, dla których jej lektura będzie też czymś więcej niż tylko uporządkowaniem posiadanych już wiadomości.

Wydawnictwa Komunikacji i Łączności przygotowują tłumaczenie tej książki i wydanie na początku 1985 roku.

Jacek Kamler

UKŁADY SCALONE W PYTANIACH I ODPOWIEDZIACH – R.

Ćwirko, M. Rusek, W. Marciniak. Wydawnictwa Naukowo-Techniczne, Warszawa 1983. Wyd. 1. Nakład 30 000 egz., str. 251, cena 140 zł.

Rzadko spotyka się na naszym rynku wydawniczym książki, których odbiorcą może być zarówno naukowiec czy inżynier z wieloletnią praktyką zawodową jak i początkujący radioamator lub nawet sympatyk dziedziny. Zwłaszcza, gdy książka dotyczy najnowszych, najbardziej spektakularnych osiągnięć techniki, których historia sięga nie dalej niż 15 lat wstecz. Z uznaniem należy więc odnotować pojawienie się w księgarniach pracy trzech naukowców z Wojskowej Akademii Technicznej.

W książce przedstawiono obszerny materiał z zakresu technologii analogowych oraz cyfrowych układów scalonych, ich budowy, właściwości i parametrów a także zastosowań w formie odpowiedzi na 248 różnorodnych pytań. Sposób przedstawienia tego materiału jest zaskakujący – mimo szeregu informacji szczegółowych, określeń, definicji a nawet wzorów, książkę czyta się z zainteresowaniem od początku do końca. Autorzy uniknęli przy tym nadmiernych uproszczeń i słyceń treści, wykazując dużą wiedzę, wycucie i szacunek dla Czytelnika.

Książka zawiera 11 rozdziałów. W pierwszych czterech podano podstawowe pojęcia oraz omówiono technologię układów scalonych, zarówno monolitycznych jak i hybrydowych. Rozdziały 5 i 6 są poświęcone właściwościom i zastosowaniom układów analogowych, w tym wzmacniaczom operacyjnym, komparatorom, stabilizatorom i układom sprzętu radiowo-telewizyjnego. W rozdziale 6 zawarto ponadto szereg informacji praktycznych i zaleceń projektowych, niezbędnych dla użytkowników analogowych układów scalonych. Ostatnie 5 rozdziałów – to omówienie podstaw techniki cyfrowej, układów cyfrowych o małej i średniej skali scalenia oraz ich zastosowania, a także systemów cyfrowych i ich podzespołów – pamięci, mikroprocesorów i mikrokomputerów jednoukładowych.

Układ graficzny książki jest czytelny i przejrzysty, harmonizuje z podobnie przedstawioną treścią. Korekta tekstu została przeprowadzona starannie. Zastrzeżenia budzi natomiast jakość papieru i miękka okładka oraz brak indeksu, który w tego rodzaju książce należałoby umieścić ze względu na mało precyzyjny spis treści.

Tych Czytelników, którzy będą mieli kłopoty z nabyciem książki, informujemy, że Wydawnictwa Naukowo-Techniczne przygotowują już nowe, poprawione wydanie „Układów scalonych w pytaniach i odpowiedziach”.

Wojciech Nowakowski



ciąg dalszy ze str. 9

Spełnienie tego warunku nie oznacza jednak, że zawsze synchronizm zostanie osiągnięty. Na portrecie fazowym występuje bowiem stabilny cykl graniczny, do którego może zdążyć punkt pracy przy niekorzystnych wartościach początkowych $\Delta\omega_i$. Osiągnięcie synchronizmu gwarantuje spełnienie ostrzejszego warunku sformułowanego przez Viterbiego [5].

$$|\Delta\omega_i| < 2K \sqrt{\frac{1}{K\tau_2} + \frac{\tau_1}{2\tau_2}} \quad (40)$$

Trudno określić czas chwytania synchronizmu dla omawianej pętli. Viterbi jako przybliżenie tego czasu przyjął moment zaników przeskoku fazy. Otrzymuje się wówczas następującą zależność przybliżoną

$$\tau \approx \tau_2 (\Delta\omega_i / K\tau_1)^2, \quad (41)$$

W dotychczasowych rozważaniach zakładaliśmy, że na wejście pętli działa zdeterminowany sygnał. W rzeczywistości sygnał wejściowy jest procesem stochastycznym, będącym sumą sygnału niosącego informację i szumu. Zbadanie wpływu szumu na pracę pętli fazowej odłożymy do następnego numeru.

Daniel Józef Bem

SYSTEMY, UKŁADY

LITERATURA

- [1] Gardner E.M.: Phase-Locked Techniques. Wiley, N.Y., 1966
- [2] Klapper J., Frankle J.T.: Phase-Locked and Frequency-Feedback Systems. Academic Press, New York and London, 1972
- [3] Lindsey W.C.: Synchronization Systems in Communication and Control. Prentice-Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, 1972
- [4] Sachgil'djan V.V., Beljustina L.N. (red): Sistemy fazovoj sinchronizacii. Radio i Svyaz', Moskva, 1982
- [5] Viterbi A.J.: Principles of Coherent Communication. McGraw-Hill, New York, 1966



CENTRALA TECHNICZNO-HANDLOWA ELEKTRONIKI

ul. Ratuszowa 11, 03-450 Warszawa

POSIADA NA TERENIE CAŁEGO KRAJU

*120 placówek usługowych,
które zapewniają szybką,
uprzejmą i skuteczną obsługę*

w zakresie naprawy:

- **WYSOKIEJ KLASY SPRZĘTU
ELEKTRONICZNEGO**
- **ODBIORNIKÓW TELEWIZJI CZARNO-BIAŁEJ
I KOLOROWEJ WSZYSTKICH TYPÓW
PRODUKCJI KRAJOWEJ I Z IMPORTU**
- **SPRZĘTU FIRM JVC, SANYO, PIONEER,
SPRZEDAWANEGO PRZEZ PEW „PEWEX”**

EO/190/K/84